

Mitteilung aus dem Hochfrequenz-Laboratorium der optischen Werke Carl Zeiss, Oberkochen

S. PANZER

Hochspannungsanlagen nach dem Hochfrequenz-Kaskaden-Prinzip

DK 621.319.522

Im letzten Jahrzehnt haben zwei Randgebiete der Elektrotechnik, die elektronenoptische und die elektrostatische Technik, sowohl in der industriellen Forschung als auch in der Fertigung stärkeres Interesse und zunehmende Anwendung gefunden. Bei den elektronenoptischen Verfahren handelt es sich vorwiegend um die Elektronenmikroskopie zur Untersuchung kleinster Strukturen, die Elektronenbeugungsverfahren zur Materialbestimmung und die elektronische Materialbearbeitung durch die thermische Wirkung konzentrierter Elektronenstrahlen auf mechanisch schwer bearbeitbare Werkstoffe, während der Begriff der elektrostatischen Technik hier solche Verfahren kennzeichnen soll, bei denen kleine und kleinste Teilchen mit elektrischen Ladungen versehen und unter dem Einfluß elektrischer Feldkräfte transportiert werden.

Nach der Entwicklung der klassischen Verfahren der Abgas- und Luftreinigung, die den elektrischen Niederschlag unerwünschter Schwebstoff- und Staubteilchen aus Gasen und Dämpfen ermöglichen, hat man sich neuerdings besonders um den Niederschlag von erwünschten Bedeckungen auf anderen Gegenständen mittels elektrischer Kräfte bemüht. Durch das elektrische Beflocken z. B. sind samt-, velour- oder fellartige Überzüge auf beliebigem Grundmaterial (Textil, Papier, Leder, Kunststoff, Metall usw.) der verschiedensten Formen herstellbar. Bei dem elektrostatischen Farbspritzen werden das Versprühen und der Transport der Farbe durch elektrische Feldkräfte übernommen und dadurch die Wirtschaftlichkeit des Farbspritzens durch Einsparen von Arbeitskräften und Anstrichmitteln erhöht. Das Farbtropfenabziehen wiederum ermöglicht die Entfernung überschüssigen Farbmaterials und das elektrostatische Sortieren die Trennung von Gemischen kleiner Teilchen in ihre Komponenten. Elektrostatisches Versprühen von Lösungen, elektrostatisches Spinnen, Drucken, Pudern, Räuchern und andere Verfahren zeigen in ihrer Vielgestaltigkeit den weiten Anwendungsbereich, der heute den elektrostatischen Verfahren in der industriellen Fertigung zukommt.

Elektronenoptische und elektrostatische Geräte erfordern zum Betrieb eine Hochspannungsquelle von 10 bis 150 kV Gleichspannung bei Strömen von 0,01 bis 1 mA. Im Gegensatz zur üblichen Hochspannungstechnik ist die benötigte Leistung relativ klein (1...100 W). Bei den genannten Verfahren werden aber an die Hochspannungsquelle besondere Forderungen gestellt, z. B. Gefahrenminderung, gute Handlichkeit, erträgliches Gewicht, ausreichende Spannungs Konstanz (10^{-2} ... 10^{-5}) bei Netz- und Belastungsschwankungen, geringe Welligkeit ($< 10^{-2}$... 10^{-5}) und kleines magnetisches Streufeld. Die Forderung der Gefahrenminderung ist dahingehend zu verstehen, daß

der maximal der Anlage entnehmbare Strom unter 2 mA liegt und bei Berührung ohne Verwendung eines Abschaltrelais auf Null zurückgeht.

Zur Verwirklichung dieser verschiedenen Forderungen in einem Gerät ist die mit Hochfrequenz betriebene Kaskade zur Erzeugung einer hohen Gleichspannung kleiner Leistung besonders geeignet. Das Grundprinzip war schon vor dem Kriege bekannt und wurde von Schade [1] zum erstenmal für Spannungen bis 25 kV verwirklicht. Für die Verwendung im Elektronenmikroskop entwickelten Zworykin in den USA und die AEG in Deutschland Geräte bis 50 kV. Nach dem Verlust aller Unterlagen wurde bei der *Süddeutsche Laboratorien GmbH*, einem Gemeinschaftsunternehmen der Firmen AEG und Zeiss, die Entwicklung nach dem Kriege neu begonnen und nach Übernahme der Entwicklungsabteilung durch die Firma Carl Zeiss 1953 in Oberkochen weitergeführt. Über die Anwendung im Elektronenmikroskop hat der Verfasser bereits berichtet [2]. Im folgenden sollen wesentliche Gesichtspunkte für die Funktion und den Aufbau derartiger Hochspannungsanlagen erörtert werden.

1. Unterschied zwischen 50-Hz- und HF-Kaskade

Der entscheidende Unterschied gegenüber den üblichen Verfahren der Hochspannungserzeugung dürfte an der Belastungskennlinie, d. h. der Abhängigkeit der Hochspannung vom entnommenen Strom, am besten erkennbar sein (Abb. 1). Im Arbeitsbereich verlaufen die

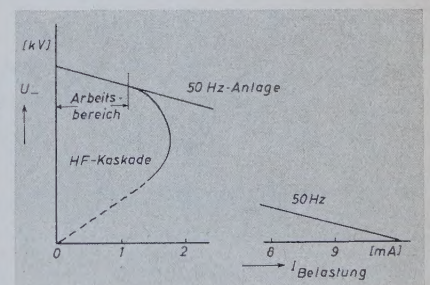


Abb. 1. Unterschied zwischen den Belastungskennlinien einer 50-Hz-Anlage und einer HF-Kaskade

beiden Kennlinien praktisch gleich. Während die Spannung bei den 50-Hz-Anlagen mit zunehmender Strombelastung gleichmäßig bis zum Kurzschlußstrom absinkt, fällt bei der mit Hochfrequenz betriebenen Kaskade mit selbsterregtem Sender außerhalb des Arbeitsbereiches die Spannung plötzlich steil ab. Die Kurve dreht sogar nach

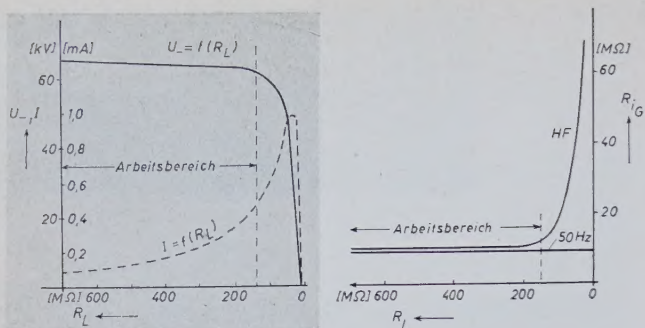


Abb. 2 (links). Hochspannung und Belastungsstrom in Abhängigkeit vom Belastungswiderstand R_L . Abb. 3 (rechts). Innenwiderstand von Hochspannungsquellen in Abhängigkeit von R_L für HF-Kaskade und 50-Hz-Anlage

kleinen Stromwerten um, was jedoch keine Instabilität bedeutet. Wie auch aus dem Kurvenverlauf in Abb. 2 hervorgeht, nimmt der Strom bei Verkleinerung des Belastungswiderstandes nicht wie bei den 50-Hz-Anlagen bis zum maximalen Kurzschlußstrom gleichmäßig zu, sondern er erreicht schon bei Stromwerten, die wenig höher als der größte geforderte Arbeitsstrom liegen, sein Maximum und nimmt danach wieder ab. Bei zunehmender Verringerung des Belastungswiderstandes erreicht man einen Wert, bei dem der Oszillatorkreis über die Kaskade so stark gedämpft wird, daß die Erregungsbedingung $K \cdot V \geq 1$ (K = Rückkopplungsfaktor, V = Verstärkung) nicht mehr erfüllt ist und die Schwingung aussetzt. Bei Berührung geht daher der Strom ohne zusätzliche Hilfsmittel, z. B. Überstromrelais, die im entscheidenden Moment versagen können, auf den Wert Null zurück. Noch deutlicher wird der Vorgang, wenn man den Verlauf der Hochspannung und die Größe des entnommenen Stroms in Abhängigkeit vom angeschlossenen Verbraucherwiderstand betrachtet (Abb. 2). Im Kurzschlußpunkt ist im Gegensatz zu den Verhältnissen bei 50-Hz-Anlagen auch der Strom Null. Der Verlauf des Innenwiderstandes in Abhängigkeit vom äußeren Belastungswiderstand gibt ebenfalls über den entscheidenden Unterschied Aufschluß (Abb. 3). Bei der mit 50 Hz betriebenen Kaskade, wobei es weniger auf die Frequenz als auf die Erzeugungsweise der von der Belastung wenig beziehungsweise nur linear abhängigen Erregung ankommt, bleibt der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle (bei Vernachlässigung des nichtlinearen Gleichrichterwiderstandes) größenordnungsmäßig unabhängig von der Belastung konstant. Bei der mit Hochfrequenz betriebenen Kaskade mit selbsterregtem Sender, dessen Nichtlinearität maßgebend ist, bleibt der Innenwiderstand zwar im Arbeitsbereich annähernd konstant, er steigt aber bei zunehmender Strombelastung sehr steil an, bis der Oszillator nicht mehr schwingt.

2. Arbeitsweise

Für die Erzeugung hoher Spannungen wird das Prinzip der Gleichspannungsvervielfachung nach Greinacher, Delon und anderen in seinen verschiedenen Ausführungsformen schon seit Jahrzehnten praktisch angewandt. Das Grundelement bildet hierbei die Verdopplerstufe: Für den Kaskadenaufbau hat sich die sogenannte Halbwellen-Verdopplerstufe mit gemeinsamem Erdpunkt (Abb. 4) als

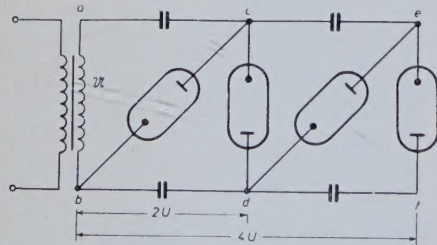


Abb. 4. Prinzipschaltbild einer Kaskade zur Gleichspannungsvervielfachung

besonders geeignet erwiesen. Das Prinzip der Spannungsverdopplung beruht darauf, daß während eines Teiles einer Halbwelle der Speisepannung der erste Gleichrichter leitet und den oberen Kondensator annähernd auf den Spitzenwert der Eingangswechselspannung auflädt. In der folgenden Halbwelle mit entgegengesetzter Polarität sperrt der erste Gleichrichter, während der zweite leitet. Der untere Kondensator wird jetzt mit der Summe der Spannungen des oberen

Kondensators und der in Reihe liegenden Eingangswechselspannung, also auf etwa den doppelten Wert der Eingangswechselspannung aufgeladen. Durch Aneinanderreihen mehrerer solcher Stufen zu einer Kaskade erreicht man eine Gleichspannungssummierung, wobei die Ausgangsspannung bei n Stufen annähernd das $2n$ -fache der Eingangswechselspannung ist. An Stelle der üblichen 50-Hz-Speisung wird zum Betrieb der Kaskade ein selbsterregter Sender im Frequenzbereich von 20 bis 200 kHz benutzt, wodurch sich die oben gezeigte Belastungskennlinie und zusätzlich ein geringerer Platzbedarf wegen der bei hohen Frequenzen möglichen Verkleinerung der Kaskadenkapazitäten ergibt.

Eine Schwierigkeit bei mit Röhrengleichrichtern betriebenen Kaskaden stellt die Notwendigkeit der Katodenheizung für die Gleichrichter dar. Die Katoden der Gleichrichterröhren liegen auf zunehmendem Gleichspannungspotential und müssen daher isoliert geheizt werden. Aus räumlichen und wirtschaftlichen Gründen sind die üblichen 50-Hz-Isoliertransformatoren nicht zu verwenden. Hier wird mit Vorteil die erforderliche, durch Wahl geeigneter Hochspannungsgleichrichter niedriggehaltene Heizleistung als Hochfrequenz zugeführt (Abb. 5). Die in den USA übliche Entnahme der hochfrequenten Heizleistung aus dem Kaskadenoszillator ist nur für ein Gerät mit fester Ausgangsspannung (z. B. beim Fernsehen) günstig. Für den Ein-

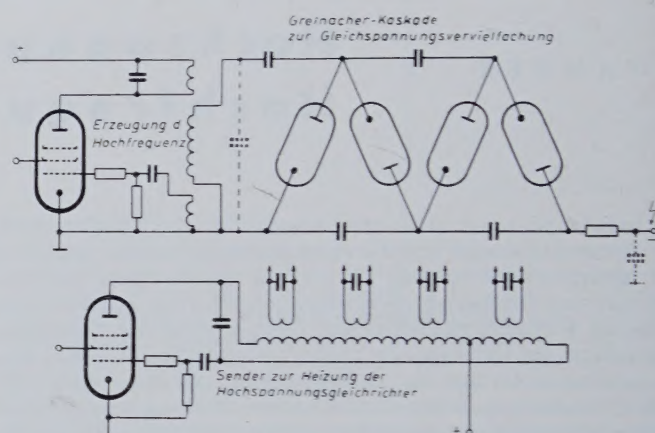


Abb. 5. Prinzipschaltbild einer mit HF betriebenen Kaskade

satz in der übrigen elektronenoptischen und elektrostatischen Technik mit einem großen Variationsbereich der Hochspannung ist die Heizung durch einen getrennten HF-Oszillator geeigneter. Entscheidend ist dabei die hochspannungs- und hochfrequenzgerechte Ausführung der isolierten Heizwicklungen. Bei Spannungen über 100 kV wird jedoch die Heizungsisolierung immer schwieriger, insbesondere, da die Kapazität der Wicklungen und der damit verbundene Verlustwinkel der Isolationsmaterialien einen erheblichen Anteil der Eingangskapazität der Kaskade darstellen. Diese Schwierigkeiten können aber durch Verwendung von Trockengleichrichtern unter gewissen einschränkenden Bedingungen überwunden und daher auch derartige Kaskaden für Spannungen bis zu 150 kV und mehr gebaut werden. Eine Verwendung von Selengleichrichtern, den einzigen bisher zur Verfügung stehenden Hochspannungs-Trockengleichrichtern, bis zu Frequenzen von 10 kHz ist ohne weiteres möglich [3]. Um die Vorteile einer höheren Frequenz, wie Verwendungsmöglichkeit kleiner Kapazitäten, geringere Welligkeit usw., nutzbar zu machen, wurden seit 1952 Versuche durchgeführt, Selengleichrichter trotz ihrer hohen Flächenkapazität (etwa 30 000 pF/cm²) und des relativ großen Verlustwinkels im Frequenzbereich bis zu 100 kHz zu betreiben [4]. Durch geeignete Anordnung der Gleichrichter läßt sich ein Betrieb solcher Kaskaden bis 100 kHz durchführen; einen gewissen Nachteil gegenüber den Röhrengleichrichter-Kaskaden bedeuten der Anstieg des Innenwiderstandes und eine Zunahme der Welligkeit, die hierbei aber mit einfachen Mitteln kompensiert werden kann.

Der Oszillator für die Kaskade wird von einem Netzgerät gespeist, das je nach dem Verwendungszweck der Hochspannungsanlage unstabilisiert oder mit einer magnetischen oder elektronischen Stabilisierung versehen ist (Abb. 15). Die Hochspannung läßt sich durch Ändern der Anoden- oder Schirmgitterspannung des Oszillators einstellen.

3. Vervielfacher-Kaskade

Die Untersuchung einer aus Gleichrichterelementen mit Ladekondensatoren aufgebauten Vervielfacher-Kaskade muß von der Einweggleichrichtung mit Kondensatorlast ausgehen. In erster Linie interessiert der Vervielfachungsfaktor, d. h. das Verhältnis der erzeugten Ausgangsgleichspannung der Kaskade zu der notwendigen Eingangsschwellenspannung in Abhängigkeit von dem Produkt $\omega R_L C$, wobei ω die benutzte Kreisfrequenz, R_L den äußeren Belastungswiderstand und C die Kapazität der Kaskaden-Kondensatoren bedeuten. Bei idealen Gleichrichtern (Sperrwiderstand $= \infty$, Durchlaßwiderstand $r_i = 0$) läßt sich unter Berücksichtigung der Stromflußwinkel eine relativ einfache Berechnung durchführen. Unter Berücksichtigung der Umladungsverluste in den Kaskaden-Kondensatoren ergibt sich für den inneren Spannungsabfall nach Bouwers die Beziehung

$$\Delta U \approx \frac{2}{3} \frac{n^3 \cdot I}{f \cdot C} \quad (1)$$

Darin sind n = Stufenzahl (2 Gleichrichter je Stufe), I = Belastungsstrom, f = Frequenz und C = Kapazität der Kaskaden-Kondensatoren. Da (1) für verlustfreie Gleichrichter gilt, kann man diese Gleichung nur für 50-Hz-Kaskaden mit Quecksilberdampf-Gleichrichtern benutzen, für das vorliegende Problem gibt sie kaum die Größenordnung richtig an. Die Berücksichtigung des Röhreninnenwiderstandes r_i führt auf eine Differentialgleichung, deren Lösung für eine einstufige Delon-Schaltung bekannt ist. Bei Kaskaden-Schaltungen wachsen jedoch die Schwierigkeiten einer analytischen Lösung erheblich, so daß die experimentelle Methode leichter zum Ziele führt. Waidelich [5] gibt für die einfache Verdoppler-Schaltung ($n = 1$) experimentell ermittelte Kurven für den Vervielfachungsfaktor in Abhängigkeit von $\omega R_L C$ bei verschiedenen Werten von R_L/r_i an, die jedoch für 50-Hz-Betrieb gedacht sind und daher nur bis zu $\omega R_L C = 1000$ gemessen wurden. Der interessierende Bereich für mit Hochfrequenz betriebene Kaskaden von 10 bis 200 kV bei Strömen von 0,01 bis 1 mA in einem Frequenzbereich von 20 bis 200 kHz erstreckt sich jedoch meistens von $\omega R_L C = 10^4$ bis $\omega R_L C = 10^7$. Außerdem handelt es sich vorwiegend um mehrstufige Kaskaden, deren Vervielfachungsfaktor wegen der größeren Zahl von Verlustwiderständen geringer als der der einstufigen Kaskade ist.

Die Notwendigkeit von Messungen zur Ermittlung der tatsächlichen Spannungsverhältnisse beziehungsweise der Größe des Kaskaden-Innenwiderstandes zeigt der Vergleich einer Berechnung des Spannungsabfalls nach (1) mit der Messung an einer vierstufigen Röhrengleichrichter-Kaskade. Für einen mittleren Gleichrichter-Durchlaßwiderstand $r_i \approx 10$ kOhm und einen Belastungswiderstand $R_L \approx 50$ MOhm (50 kV, 1 mA) ergibt sich ein Verhältnis des Belastungswiderstandes R_L zu der Summe der Gleichrichterwiderstände $R_L/2nr_i$ von etwa 1000. Der nach (1) berechnete Spannungsabfall ist $\Delta U = 85$ V, während der gemessene Spannungsabfall etwa 2200 V beträgt ($f = 100$ kHz, $C = 5$ nF).

Es wurde daher an verschiedenen Kaskaden das Verhältnis der Ausgangsgleichspannung U_- zu dem Produkt $2n \cdot U_m$ (U_m = Scheitelwert der Eingangsschwellenspannung), das hier als relativer Vervielfachungsfaktor ν bezeichnet werden soll, in Abhängigkeit von $\omega R_L C$ bei verschiedenen Stufenzahlen n untersucht. Vergleicht man in

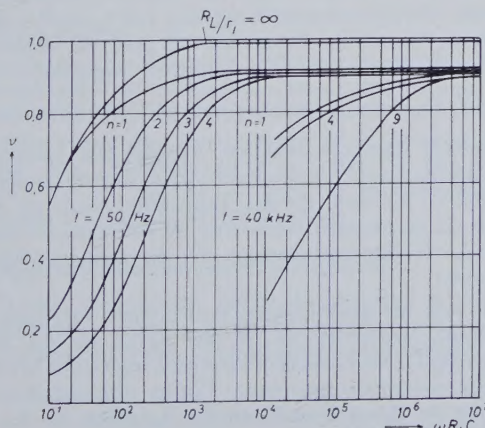


Abb. 6. Relativer Vervielfachungsfaktor $\nu = \frac{U_-}{2n \cdot U_m}$ in Abhängigkeit von $\omega R_L C$ für Trockengleichrichterkaskaden mit verschiedener Stufenzahl n

Abb. 6 den Verlauf von $\nu = U_-/2n U_m$ bei einstufigen ($n = 1$) Kaskaden und 50-Hz-Speisung mit vernachlässigbarem Gleichrichterwiderstand, d. h. $R_L/r_i = \infty$, und endlichem R_L/r_i , so zeigt sich deutlich der Einfluß des Gleichrichterwiderstandes in einer Begrenzung des relativen Vervielfachungsfaktors ν , die um so tiefer liegt, je höher r_i ist. Auch der Einfluß der Stufenzahl ist an den unterschiedlichen Werten für ν gut erkennbar.

Die Messungen zeigen ferner, daß der Einfluß von $\omega R_L C$ sehr stark frequenzabhängig ist und daher aus einer 50-Hz-Messung nicht auf höhere Werte von f extrapoliert werden kann. Wie groß dieser Einfluß innerhalb eines Frequenzbereiches von 20 bis 100 kHz ist, kann man aus Abb. 7 entnehmen, in der die Kurven $\nu = f(\omega R_L C)$ für eine vierstufige Kaskade innerhalb des schraffierten Bereiches liegen. Oberhalb von $\omega R_L C = 10^5$ ist die Abweichung nur noch etwa 6%.

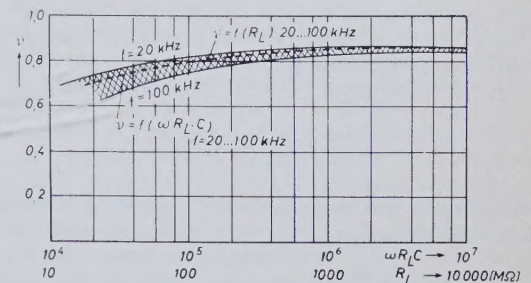


Abb. 7. Relativer Vervielfachungsfaktor ν in Abhängigkeit von $\omega R_L C$ und von R_L für den Frequenzbereich von 20 bis 100 kHz

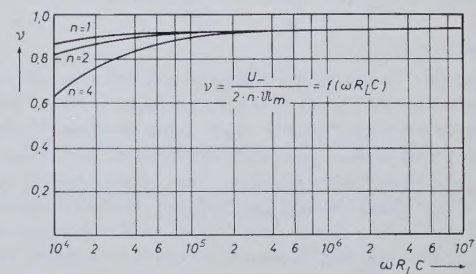


Abb. 8. $\nu = f(\omega R_L C)$ für Röhrengleichrichter-Kaskaden

Für einen gegebenen Kaskadenaufbau, d. h. $C = \text{konst.}$, gibt die Abhängigkeit des ν von dem Belastungswiderstand R_L einen besseren Überblick. Die gestrichelte Kurve gilt praktisch für alle Frequenzen von 20 bis 100 kHz, da die Meßpunkte innerhalb der Meßgenauigkeit um die eingezeichnete Kurve streuen. Die Kurven in Abb. 6 und 7 wurden an Trockengleichrichter-Kaskaden gemessen. Abb. 8 zeigt den Verlauf von $\nu = f(\omega R_L C)$ bei Röhrengleichrichter-Kaskaden.

Für die Verwendung der Hochspannungsanlagen, insbesondere in der Elektronenoptik, spielt die Welligkeit $\frac{\delta u}{U_-}$, d. h. das Verhältnis der Restwechselspannung zur Gleichspannung, eine wesentliche Rolle. Für den Einweggleichrichter ergibt sich aus der Berechnung des Stromflußwinkels α für die Welligkeit

$$\frac{\delta u}{U_-} = \frac{\pi - \alpha}{\omega R_L C} \quad (2)$$

beziehungsweise, wenn man für $R_L = U_-/I$ setzt,

$$\delta u = \frac{I}{2fC} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

Für $\alpha \ll \pi$, was annähernd bei $R_L/r_i > 1000$ gilt, wird

$$\delta u \sim \frac{I}{2fC} \quad (3)$$

Bei einer Vervielfacher-Kaskade erhöht sich die Welligkeit um den Faktor $n \cdot (n + 1)$

$$\frac{\delta u}{U_-} = \frac{\pi}{\omega R_L C} n(n + 1) \quad (4)$$

$$\delta u \approx \frac{I}{2fC} n(n + 1)$$

Aus (3) und (4) ist der Vorteil einer hohen Frequenz der Speisenspannung ersichtlich, die für eine bestimmte Welligkeit eine entsprechende Verringerung der Kaskaden-Kapazität und damit eine Volumen- und Kostenverringerung erlaubt. Der Anstieg der Welligkeit mit n^2 begrenzt die Stufenzahl, wobei aber zu berücksichtigen ist, daß die Streukapazität zwischen den Hochfrequenz führenden Teilen einer Kaskade und dem Kaskadenende, d. h. der Hochspannungsleitung, einen größeren Einfluß auf die Gesamtwelligkeit haben kann. Eine Herabsetzung der Welligkeit ist wegen ihrer hohen Frequenz jedoch mit einfachen Mitteln möglich und meistens durch den notwendigen Entladungsschutzwiderstand und die angeschlossene Eigenkapazität der Hochspannungsleitung und des Verbrauchers schon gegeben.

Bei der Wahl der Gleichrichter ist zu beachten, daß die Aufladung der Kaskaden-Kondensatoren nur während eines Bruchteils einer Periode der Speisespannung durch einen impulsartigen Strom erfolgt, wobei das Verhältnis des Spitzenwertes i_m zum Mittelwert i_{gl} des Gleichrichterstromes proportional dem Produkt $\omega R_L C$ ist. Für $\omega R_L C = \infty$ läßt sich eine Berechnung von i_m/i_{gl} durchführen [5]

$$\frac{i_m}{i_{gl}} \approx \frac{R_L}{2n \cdot r_i} \left(\frac{1-v}{v} \right) \quad (5)$$

Dieses Verhältnis wird maßgeblich durch den Gleichrichterinnenwiderstand r_i beeinflusst, d. h., mit zunehmendem r_i nimmt der Spitzenstrom ab. Bei $\omega R_L C = \infty$ erreicht i_m/i_{gl} seinen Maximalwert und nimmt für endliche Werte von $\omega R_L C$ stark ab. Das Beispiel einer vierstufigen Kaskade mit $r_i = 10 \text{ k}\Omega$ bei 60 kV und 0,6 mA, d. h. $R_L = 100 \text{ MOhm}$, ergibt $v = 0,94$ und daher für $i_m/i_{gl} \approx 75$. Da aber $\omega R_L C$ bei etwa 10^5 liegt, ist auch i_m/i_{gl} erheblich niedriger.

4. Oszillator

Der Eingang der Vervielfacher-Kaskade soll mit einer Wechselspannung im Bereich von 20 bis 200 kHz gespeist werden. Die Art der Schwingungserzeugung (fremd- oder selbsterregter Oszillator) ist hauptsächlich durch den gewünschten Verlauf der Belastungslinie des Hochspannungsgerätes gegeben. Im Arbeitsbereich, d. h. vom Leerlauf bis zur maximalen Last, soll der Innenwiderstand gering sein, bei Überschreiten dieser Last jedoch steil ansteigen, bis sowohl die Spannung als auch der Belastungsstrom Null werden. Eine solche Kennlinie (Abb. 1) läßt sich mit einem selbsterregten Sender erreichen.

Das plötzliche Abreißen der Belastungskennlinie durch Schwingungsfähigwerden des selbsterregten Senders bei einer bestimmten Größe des Kaskaden-Belastungswiderstandes erklärt sich aus der Selbsterregungsbedingung

$$K \cdot S_d \cdot Z_a \geq 1 \quad (6)$$

in der K den komplexen Rückkopplungsfaktor, S_d die dynamische Röhrensteilheit und Z_a die Impedanz des rückgekoppelten Schwingkreises einschließlich des Belastungswiderstandes darstellen. Wird das Produkt durch Verringern des letzteren, also auch des Z_a , kleiner als 1, so hört die Selbsterregung auf. Den Vorgang bei Belastungsänderung zeigen auch die Schwingkennlinien $i_a = f(u_{st})$ (i_a = Anodenwechselstrom, u_{st} = Steuerwechselspannung) mit der eingezeichneten Rückkopplungsgeraden, deren Neigung durch $\tan \alpha = \frac{u_{st}}{i_a} =$

$\frac{M - L}{C \cdot r_s}$ bestimmt ist. Eine Schwingungserzeugung ist nur möglich, wenn sich die beiden Kurven schneiden. Eine Besprechung der Einzelheiten dieser Darstellung, insbesondere die Veränderung der

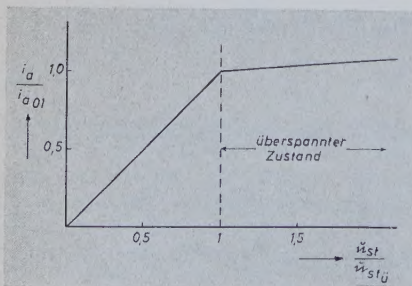


Abb. 9. Oszillator-Schwingkennlinie $i_a = f(u_{st})$ mit RC-Gitterkombination

Schwingkennlinie durch die Einführung einer RC-Kombination im Gitterkreis zur Stabilisierung der Amplitude, die Heyboer [6] sehr anschaulich zeigt, würde hier zu weit führen.

Von Bedeutung für den nichtlinearen Verlauf der Kaskaden-Belastungskennlinien ist die Nichtlinearität der Schwingkennlinie einer Schaltung mit RC-Kombination (Abb. 9). Bei zunehmender Aussteuerung, d. h. Erhöhung des Belastungswiderstandes, knickt die Schwinglinie bei Erreichen des überspannten Zustandes ab, wobei eine starke Begrenzung der HF-Amplitude erfolgt. Damit im Arbeitsbereich der Hochspannungskaskade, d. h. vom Leerlauf bis zur maximalen Belastung, die Hochspannung möglichst wenig von der Belastung abhängt, soll der Oszillator im oberen Teil der Schwingkennlinie mit der geringen Steilheit arbeiten. Bei weiterer Verringerung des Außenwiderstandes erreicht man den Knick, und der Anodenwechselstrom und die Steuerspannung der Kaskade fallen steil ab, bis durch die gleichzeitige Veränderung der Steilheit der Rückkopplungsgeraden ein Punkt erreicht wird, bei dem die Schwingung nicht mehr aufrechterhalten werden kann.

Ein besonderes Problem ergibt sich für den selbsterregten Oszillator durch das für die Widerstandsanpassung und Spannungstransformation notwendige Impedanz-Netzwerk mit zwei abgestimmten Kreisen. Zwei gekoppelte, auf die gleiche Frequenz abgestimmte Kreise weisen bei einer Kopplung $k > k_c$ (k_c = kritische Kopplung) zwei Resonanz-

frequenzen $\omega_{1,2} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \sqrt{k^2 - d_2^2}}}$ auf, die symmetrisch zur Eigen-

resonanz der Kreise liegen. Wird in einem solchen Oszillator die Rückkopplungsspule direkt mit der Primärkreisspule (Anodenkreis) gekoppelt, so besteht für den Oszillator die Möglichkeit, auf einer der beiden Koppelfrequenzen zu schwingen, je nachdem, für welche Frequenz die Erregungsbedingung zufällig günstiger ist. Belastungsänderungen oder Kreisverstimmlungen können zu einem Umspringen auf die andere Koppelfrequenz und damit zu einer Amplituden- und Innenwiderstandsänderung führen. Dieses Problem der Zieherscheinungen bei dem sogenannten Zwischenkreis-Oszillator wurde schon 1920 durch Wien gelöst, indem er die Rückkopplung aus dem Sekundärkreis vornahm, so daß nur eine Koppelfrequenz (je nach dem Vorzeichen der Gegeninduktivität M_{23} die obere oder untere) erregt wird. Die Theorie der Kopplungsdämpfung zeigt, daß die obere Koppelfrequenz ω_0 stärker als die untere ω_u gedämpft ist. Man wird daher das Vorzeichen von M_{23} so wählen daß ω_u erregt wird. Bei der Abstimmung des Primärkreises auf den Sekundärkreis, die zweckmäßigerweise mit der Primärkreis-Kapazität C_1 erfolgt, zeigt sich,

daß die maximale Sekundärspannung nicht bei $\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = 1$, wie meistens angegeben wird, sondern bei $\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} > 1$ für ω_u und $\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} < 1$ für

ω_0 liegt. Eine Erklärung dafür kann man aus der Lösung der Differentialgleichung der Koppelschwingung bei Berücksichtigung der verschiedenen Primär- und Sekundärkreisdämpfungen herleiten. Es wurden jedoch experimentell bei ω_u nicht nur ein Maximum, sondern in Abhängigkeit von der Kopplung $L_2 L_3$ (oder auch $L_1 L_2$) bis zu 3 Maxima gefunden, die sich in der Größe, dem Wirkungsgrad und dem zugeordneten Innenwiderstand der Gesamthochspannungsquelle unterscheiden. Bei abnehmender Kopplung von $L_2 L_3$, d. h. geringerer Rückkopplung, werden die Erregungsbedingungen eingengt, wie es auch der Theorie der sekundär angefachten Koppelschwingung für

ω_u entspricht. Es bleibt zuletzt nur noch ein, und zwar das $\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = 1$ zunächstliegende Maximum erhalten. Für die Abstimmung des Primärkreises wählt man dieses Maximum, da es sowohl für den Gesamtwirkungsgrad η_G als auch für den Innenwiderstand der Hochspannungsquelle die günstigsten Werte und im Hinblick auf eine im Betrieb mögliche Kapazitätsänderung ΔC_1 die geringste Amplitudenänderung ergibt.

In Abb. 10 sind die geschilderten Beziehungen für einen mittleren Kopplungsgrad dargestellt. Es ist das Verhältnis der Kaskaden-Gleichspannung U_- bei beliebiger Verstimmlung zu der bei maximaler Abstimmung erreichten Spannung U_m in Abhängigkeit von der Verstimmlung der Primärkreis-Resonanz ω_{01} gegen die die Frequenz bestimmende Sekundärkreis-Resonanz ω_{02} , d. h. ω_{01}/ω_{02} , sowohl für die untere Koppelfrequenz ω_u , d. h. positives M_{23} , als auch für die obere Koppelfrequenz ω_0 , d. h. negatives M_{23} , aufgetragen. Zusatz-

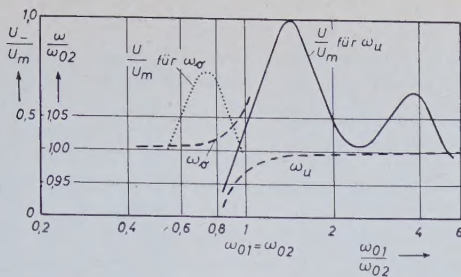


Abb. 10. Relative Hochspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung ω_{01}/ω_{02} des Primärkreises gegen den frequenzbestimmenden Sekundärkreis

lich ist die Betriebsfrequenz beziehungsweise das Verhältnis ω/ω_{02} eingezeichnet, woraus man die geringe Abweichung der Betriebsfrequenz ω von ω_{02} im jeweiligen Maximum für ω_u oder ω_o gut erkennen kann.

Da die optimale Abstimmung auch von der Sekundärdämpfung abhängt, läßt sich eine Verringerung des Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle durch Abstimmung bei maximaler Belastung (verringerte Leerlaufamplitude) erreichen.

5. Anpassung der Kaskade an den Oszillator

Wie schon im vorigen Abschnitt erwähnt, muß die Anpassung der Kaskade mit dem angeschlossenen Verbraucher an den speisenden Oszillator im Hinblick auf die verschiedenen eingangs genannten Forderungen erfolgen. Aus der Untersuchung der Kaskadeneigenschaften ergibt sich die Notwendigkeit, die Stufenzahl zu begrenzen, so daß bei einer Ausgangsspannung von 20 bis 150 kV die Kaskadeneingangsspannung zwischen 5 und 10 kV liegen muß. Damit man handelsübliche Oszillatorröhren mit nicht zu hohen Speisespannungen benutzen kann, ist eine Spannungstransformation notwendig. Der äquivalente Belastungswiderstand $R_{Ke} = R_L/8n^2$ am Kaskadeneingang ist trotz der Widerstandstransformation in der Kaskade gegenüber dem für die Anpassung an den Leistungsoszillator maßgebenden Grenzwiderstand R_{iL} der Oszillatorröhre sehr hochohmig und muß zwecks Erreichung maximaler Ausgangsleistung und eines guten Wirkungsgrades nochmals transformiert werden. Diese Forderung und die Notwendigkeit der Verwendung eines selbsterregten Oszillators bedingen eine Resonanz-Transformation durch zwei gekoppelte Kreise, von denen der Primärkreis den Anodenschwingkreis des Oszillators darstellt, während sich der Sekundärkreis aus einer Induktivität L_2 und der Eingangskapazität C_K der Kaskade als Resonanzkapazität zusammensetzt. C_K wird im Falle der Röhrengleichrichter-Kaskade vorwiegend durch die Kapazität der Heizwicklungen des Isoliertransformators und die Röhrenkapazitäten, bei der Trockengleichrichter-Kaskade durch die Gleichrichterkapazität und die Streukapazitäten der Hochfrequenz führenden Teile gegen Erdpotential gebildet. Bei der Betrachtung des Wirkungsgrades ergibt sich, daß man den Verlustwinkel dieser Kaskadenkapazität, der die Güte Q_2 des Sekundärkreises bestimmt, möglichst niedrig halten muß.

6. Sekundär-Induktivität L_2 und Betriebsfrequenz f

Die Größe von L_2 wird bei gegebener Kaskaden-Kapazität vorwiegend durch die Wahl der Betriebsfrequenz f bestimmt. Bei zunehmender Frequenz verkleinern sich zwar die Welligkeit und der innere Spannungsabfall der Kaskade, wegen des Anstiegs der Hochfrequenzverluste in dem Resonanztransformator und der Kaskadenkapazität tritt jedoch eine obere Grenze für die günstigste Betriebsfrequenz auf. Eine Betriebsfrequenz von etwa 100 kHz für Röhrenkaskaden bis 100 kV und 30...60 kHz für Halbleiterkaskaden bis 200 kV wurden als günstige Werte ermittelt.

7. Spannungstransformation und Kopplungsgrad

Aus der Theorie gekoppelter, gleich abgestimmter Kreise folgt für das Verhältnis der Spannung U_2 am Sekundärkreis-Kondensator zur speisenden Spannung U_1 am Primärkreis im Resonanzfall

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{k}{\left(k^2 + \frac{1}{Q_1 \cdot Q_2}\right)} \quad (8)$$

Darin sind k = Kopplungsfaktor, L_2, L_1 = Sekundär- beziehungs-

weise Primär-Induktivität, Q_1, Q_2 = Kreisgüte von Primär- und Sekundärkreis. Bei der sogenannten kritischen Kopplung

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}} \quad (9)$$

erreicht das Verhältnis U_2/U_1 ein Maximum. Der in den Primärkreis eingekoppelte Widerstand des Sekundärkreises

$$r_s = \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + r_{Ke}} \quad (10)$$

ist gleich dem reellen Primärwiderstand r_1 , der Wirkungsgrad jedoch nur 50%. Für einen hohen Wirkungsgrad muß aber $k > k_c$ (etwa 5...10 k_c) sein. Den Kopplungsgrad kann man jedoch nicht beliebig hoch wählen. An der Sekundärschule liegt eine hohe HF-Spannung, die Spule muß daher in mehrere Einzelspulen aufgeteilt werden, um die Windungsspannung nicht zu hoch werden zu lassen und den Isolationsaufbau zu vereinfachen. Zusätzlich muß ein genügender Abstand zwischen Primär- und Sekundärschule vorhanden sein. Erreichbare Werte des Kopplungsgrades im Hinblick auf diese Gesichtspunkte liegen bei etwa 0,2. Um den geforderten Wert von 5 bis 10 k_c zu erreichen, muß also $k_c < 0,02$ sein. Neben der Beeinflussung des Wirkungsgrades durch die Kopplung ist auch der Innenwiderstand der Gesamt-Hochspannungsquelle R_{iG} kopplungsabhängig, was sich aus der Anpassung des äquivalenten Primärkreis-

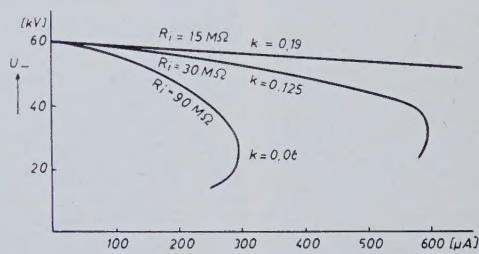


Abb. 11. Abhängigkeit der Hochspannung U_m vom Belastungsstrom I_s ; R_i (k) Parameter

Widerstandes, der von k abhängt, an den Grenzwiderstand der Oszillatorröhre erklärt. Innerhalb gewisser Grenzen kann daher eine Veränderung von R_{iG} durch Kopplungsänderung vorgenommen (Abb. 11) und damit auch der Verlauf der Belastungskennlinie wunschgemäß geändert werden.

8. Wirkungsgrad

Wird ein Oszillator durch eine Impedanz-Transformation an die Kaskade und damit an den äußeren Belastungswiderstand angeschlossen, so ist der Gesamtwirkungsgrad η_G , d. h. das Verhältnis von aufgenommener Oszillator-Anodenleistung zu von der Kaskade abgegebener Gleichstromleistung, ein Produkt der Wirkungsgrade der Röhre η_R , der beiden Schwingkreise η_{S1}, η_{S2} und der Kaskade η_K

$$\eta_G = \eta_R \cdot \eta_{S1} \cdot \eta_{S2} \cdot \eta_K \quad (11)$$

Der Röhrenwirkungsgrad hängt von dem Stromflußwinkel und R_a/R_{iL} ab, dem Quotienten aus Röhren-Belastungswiderstand R_a und Grenzwiderstand der Röhre R_{iL} . η_{S1} ist durch das Verhältnis der an den Sekundärkreis abgegebenen zu der von der Röhre erhaltenen Leistung gegeben. An Stelle der Leistung kann man auch die für einen Schwingkreis charakteristische Größe des Resonanz-

widerstandes oder die Güte $Q = \frac{\omega_0 L}{r}$ bei unbelastetem Kreis

und bei eingekoppelter Belastung $Q_L = \frac{\omega_0 L}{r + r_s}$ zur Wirkungs-

gradbestimmung heranziehen. Dabei ist r_s im Falle des Primärkreises durch den eingekoppelten Widerstand des Sekundärkreises einschließlich des Kaskaden-Eingangswiderstandes nach (10) gegeben, was jedoch nur für den Resonanzfall mit rein ohmscher Komponente gilt. Dann ist

$$\eta_s = 1 - \frac{Q_L}{Q} \quad (12)$$

Je höher die Güte des unbelasteten Kreises und je kleiner Q_L ist,

desto größer wird η_s . Als Kreisgüten für unbelastete Kreise lassen sich in dem gewählten Frequenzbereich Werte von $Q \approx 100 \dots 200$ ohne Schwierigkeit erreichen. Die Begrenzung nach oben ist durch die HF-Verluste und konstruktive sowie wirtschaftliche Möglichkeiten gegeben. Die Wahl eines minimalen Wertes der Güte des belasteten Kreises von $Q_L \approx 10 \dots 20$ wird bei der Bestimmung von ωL_1 besprochen.

Die Wirkungsgrade der Kaskade und des Sekundärkreises hängen insofern eng zusammen, als der Verlustwinkel der Schwingkreis-kapazität und damit Q_2 vorwiegend durch die Kaskade und das verwendete Material bestimmt sind. Zum anderen hängt das Q_{2L} des belasteten Kreises von dem Wert des Kaskaden-Eingangswiderstandes $R_{Ke} = R_L/8n^2$ ab. Da R_{Ke} als Parallelwiderstand zum Sekundärkreis auftritt, läßt sich η_{s2} aus dem Resonanzwiderstand R_2 des Sekundärkreises und R_{Ke} bestimmen

$$\eta_{s2} = \frac{R_2}{R_2 + R_{Ke}} = \frac{R_2}{R_2 + R_L/8 \cdot n^2} \quad (13)$$

Da R_L sehr hoch ($10 \dots 1000$ MOhm) und R_2 durch die Kreisverluste nach oben begrenzt ist, wird η_{s2} nur hoch, wenn R_{Ke} klein, d. h. die Stufenzahl n genügend groß ist.

Der Kaskaden-Wirkungsgrad η_K läßt sich mit Hilfe des relativen Vervielfachungsfaktors v (Abb. 6) bestimmen, da er durch $\eta_K = N_L/N_{Ke}$ gegeben ist, wobei

$$N_{Ke} = \frac{U_{2m}^2}{2 R_{Ke}} \quad (14)$$

Da

$$U_{2m} = \frac{U_-}{2n \cdot v}$$

und

$$R_{Ke} = \frac{U_-}{I \cdot 8 \cdot n^2}$$

ist

$$N_{Ke} = \frac{U_-^2}{8 n^2 v^2 R_{Ke}}$$

und

$$\eta_K = v^2 \quad (15)$$

Der Gesamtwirkungsgrad ändert sich daher stark mit dem Außenwiderstand und nimmt von einem Maximum in der Nähe der maximalen Belastung bis auf Null (im Leerlauf) ab. Abb. 12 zeigt den Verlauf bei einer vierstufigen Röhrengleichrichter-Kaskade und einer

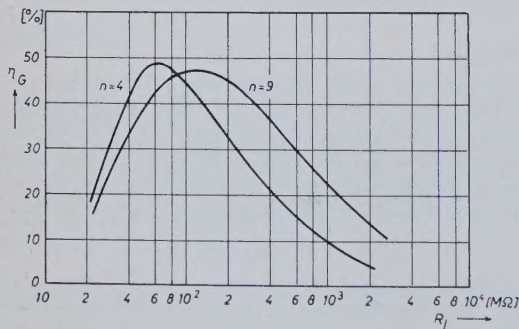


Abb. 12. Gesamtwirkungsgrad η_G von mit HF betriebenen Kaskaden mit selbsterregtem Sender in Abhängigkeit von dem Belastungswiderstand R_L

neunstufigen Trockengleichrichter-Kaskade. Welchen Gesamtwirkungsgrad mit Hochfrequenz betriebene Kaskaden bei maximaler Belastung erreichen können, ergibt eine kurze Abschätzung der einzelnen Faktoren. Bei einem Oszillator im C-Betrieb kann man mit einem $\eta_R = 0,7 \dots 0,8$ rechnen. η_{s1} kann mit 0,9 angenommen werden, während η_{s2} wegen des Verlustfaktors der Kaskaden-Eingangskapazität nur etwa 0,75 beträgt. Bei einer vierstufigen Kaskade, z. B. mit einem Belastungswiderstand $R_L \approx 128$ MOhm (65 kV, $0,5$ mA), ist $R_{Ke} = 128$ MOhm/ $8n^2 \approx 1$ MOhm. Für 100 kHz Betriebsfrequenz sind $\omega R_L C \approx 4,5 \cdot 10^5$ und $v \approx 0,93$. Daher werden $v^2 = 0,86$ und $\eta_G = 0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,75 \cdot 0,86 \approx 45\%$. Ein Gesamtwirkungsgrad von 45% läßt sich mit technischen Kaskaden erreichen. Dieser Wert gibt einen Anhalt für die Wahl der Größe der Oszillatordröhre.

9. Primärkreisdaten

Die Größe der Primärkreisimpedanz ist durch die Wahl der Oszillatordröhre und die Art des Schwingbetriebes bestimmt. Die Anpassung der Primärkreis-Impedanz, im Resonanzfall als reell angenommen, an den Grenzwiderstand R_{iL} der Röhre erfolgt nach den Gesetzen des Sender- oder C-Verstärkers. Die Wahl des Verhältnisses R_a/R_{iL} (R_a = Röhren-Belastungswiderstand) soll vorwiegend unter dem Gesichtspunkt der minimalen Veränderung der Ausgangsspannung bei wechselnder Belastung erfolgen. Bei zunehmender Belastung der Kaskade, d. h. abnehmendem R_a/R_{iL} , muß die Nutzleistung ansteigen, wenn die Änderung der Hochspannung klein bleiben soll. Die Größe R_a/R_{iL} wird man daher möglichst so wählen, daß bei maximaler Belastung der Kaskade, d. h. minimalem R_a , gerade der überspannte Zustand eintritt. Er ist physikalisch durch eine Änderung der Stromverteilung charakterisiert, indem ein Teil des Anodenstromes wegen des momentanen Absinkens der Anoden-spannung auf das Schirmgitter übergeht. Die Anodenwechselspannung kann daher bei steigendem R_a nur noch sehr wenig zunehmen. Eine gleitende Schirmgitterspannung verstärkt die Stabilisierungswirkung bei Belastungsänderungen.

Der Röhren-Belastungswiderstand wird durch die Primärimpedanz gebildet, die wiederum durch die Kopplung zum Sekundärkreis und die Kaskadenbelastung beeinflusst wird. Einer besseren Übersicht wegen transformiert man den Sekundärkreis in den Primärkreis und kommt dadurch zu einem äquivalenten Primärkreis, bei dem in Serie zu seinem reellen Widerstand r_1 im Resonanzfall ($\omega = \omega_0$) ein reeller eingekoppelter Widerstand r_s nach (10) liegt. Im Resonanzfall ergibt sich die Primärkreisimpedanz zu

$$R_1 = (r_1 + r_s) \cdot Q^2 = \omega_0 L_1 \cdot Q_L \quad (16)$$

Der Wert für die Güte Q_L des belasteten Kreises soll im Hinblick auf ein hohes η_s niedrig (12), für ein kleines k_c und einen geringen Anteil an harmonischen Frequenzen jedoch hoch sein. Als günstig hat sich ein Wert $Q_L \approx 10 \dots 20$ erwiesen. Die Primärinduktivität ist daher

$$L_1 \approx 0,07 \frac{R_1}{\omega} \quad (17)$$

Die Annahme einer Betriebsfrequenz ω gleich der Resonanzfrequenz des Sekundärkreises ist wegen der Koppelfrequenz ω_u oder ω_o , auf der der Oszillator nur schwingen kann, nicht ganz richtig, sie reicht aber zur Bestimmung von ωL_1 aus.

10. Technischer Aufbau

Hochspannungskaskaden können in Luft, in einem gasgefüllten Druckkessel oder unter Öl betrieben werden. Die Wahl der Betriebsart soll unter Berücksichtigung der verschiedenen Verwendungszwecke und der speziellen Anforderungen an die Anlage erfolgen.

Der Aufbau in Luft unter Verwendung neuer wasserabstoßender Kunststoffe und geeigneter Elektrodenformen ist bis zu Spannungen von 70 kV für viele Zwecke vorzuziehen. Abgesehen von der günstigen Betriebskontrollmöglichkeit kann zur Anpassung an die verschiedenen Verwendungszwecke bei einer mehrstufigen Luftkaskade der Innenwiderstand mit der Stufenzahl durch Umstecken des Hochspannungsanschlusses an die einzelnen Stufen der Kaskade in einfacher Weise geändert werden, was bei Öleinbau nur mit einer komplizierten Vorrichtung möglich ist. Die entsprechenden Kennlinien einer vierstufigen Röhrenkaskade in Abb. 13 zeigen deutlich diesen Einfluß und die Möglichkeit, z. B. bei kleineren Spannungen

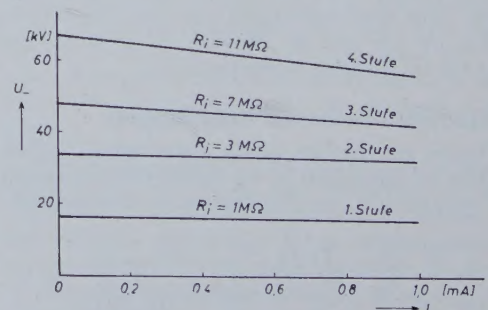
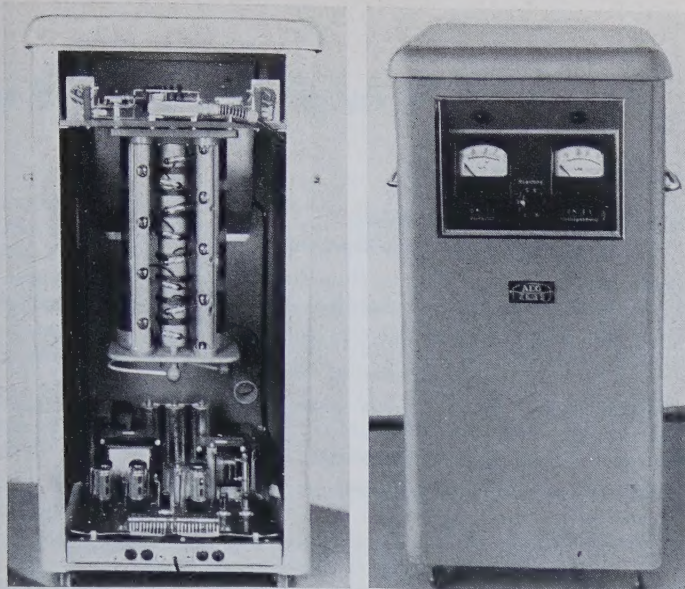


Abb. 13. Belastungskennlinien für die verschiedenen Stufen einer vierstufigen Röhrenkaskade



in einem großen Stromentnahmebereich einen kleinen Innenwiderstand zu erhalten. Ferner können gleichzeitig mehrere Hochspannungen (bei einer vierstufigen Kaskade z. B. etwa $\frac{3}{4}$, $\frac{1}{2}$ und $\frac{1}{4}$ der Gesamtspannung) abgenommen werden, die in einem festen Verhältnis zueinander stehen.

Eine vierstufige Röhrenkaskade mit Luftbetrieb für die verschiedensten Zwecke zeigt Abb. 14, bei der die Kaskade mit dem Kaskaden-Oszillator und dem Heizspannungs-Oszillator eine einschiebbare Einheit bildet, die durch steckbare Kabel mit den Einschalt- und Steuerorganen an der Frontplatte und dem untenstehenden Netzgerät verbunden sind. Die drei Einheiten können herausgenommen und auch außerhalb des Gehäuses zusammengeschaltet werden.

Eine solche Anlage liefert bei 60 kV Gleichspannung einen Strom von $400 \mu\text{A}$ und kann bis 55 kV mit $700 \mu\text{A}$ belastet werden. Die Welligkeit ist $< 2 \cdot 10^{-5}$, d. h. etwa 1 V bei 60 kV. Die Unempfindlichkeit gegen Netzspannungsschwankungen richtet sich nach dem Netzgerät (Abb. 15). Bei einem magnetischen Stabilisator ist der Regelfaktor 20, d. h., bei $\pm 5\%$ Netzspannungsschwankung ändert

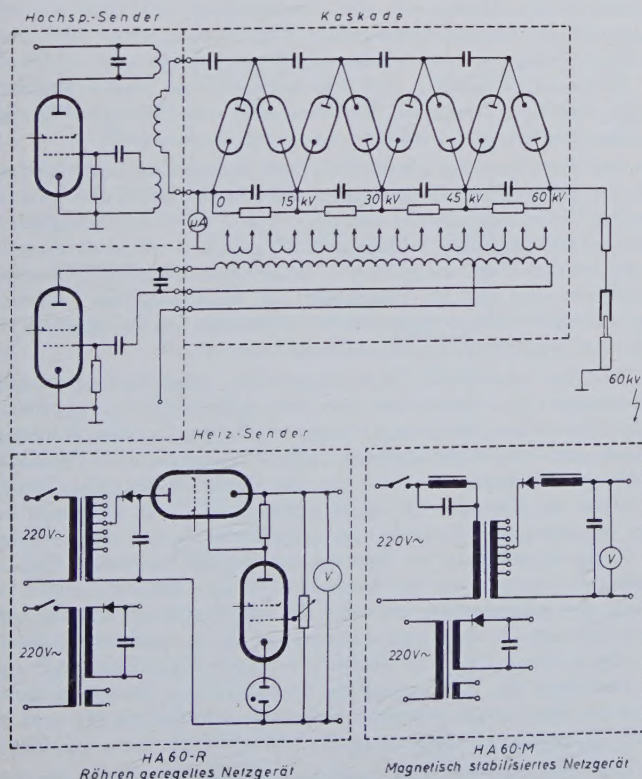


Abb. 15. Prinzipschaltbild der Hochspannungsanlage „HA 60“

Abb. 14. Hochspannungsanlage „HA 60“ für maximal 66 kV Gleichspannung

Abb. 16. Aufbau einer kleinen in Luft betriebenen Kaskade für maximal 50 kV

Abb. 17 (unten). Hochspannungsanlage für 150 kV mit Ölkessel

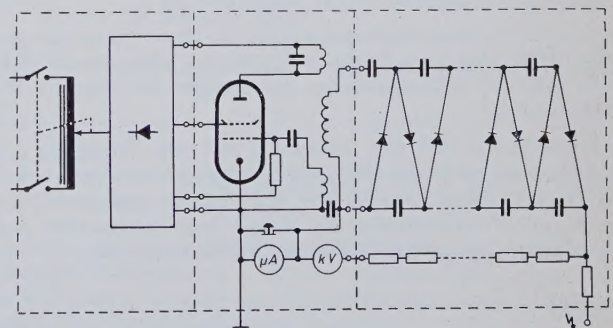
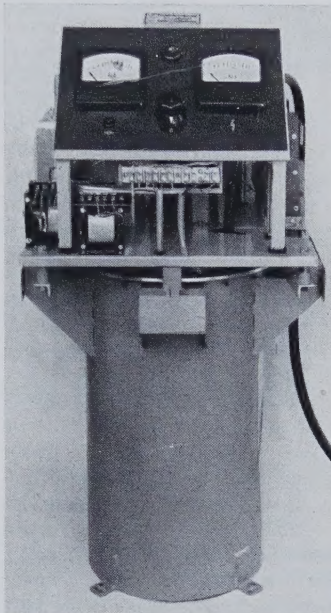
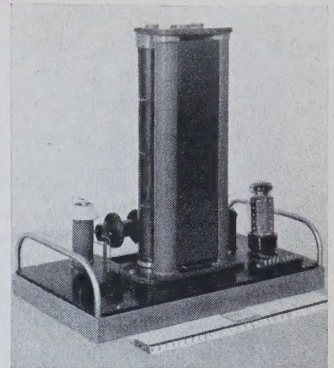


Abb. 18. Prinzipschaltbild der Hochspannungsanlage „HA 150“

sich die Hochspannung um 0,25%. Das röhrenstabilisierte Netzgerät hat eine Konstanz von etwa $3 \cdot 10^{-4}$.

Daß auch bei Luftaufbau kleine Kaskaden realisierbar sind, zeigt Abb. 16 mit einer Anlage für maximal 50 kV.

Ein Betrieb der Kaskade im Ölkessel ergibt sich zwangsläufig, wenn bei hohen Spannungen minimales Volumen der Anlage gefordert wird. Eine technische Ausführung dieser Art gibt Abb. 17 wieder, auf der links der innere Aufbau einer Anlage für maximal 150 kV Gleichspannung zu erkennen ist. Auf dem Ölkessel, der die Kaskade enthält, sind der Sender mit dem Netzgerät und die Schaltplatte mit den Anzeige- und Steuerorganen montiert. Die Gleichspannung kann mit einem Regeltrafo von 5 bis 150 kV kontinuierlich eingestellt (Abb. 18) und bei 150 kV mit etwa $400 \mu\text{A}$, bei 100 kV bis etwa 1 mA belastet werden. Das Gerät ist rund 1 m hoch und zeigt, daß sich nach dem HF-Kaskadenprinzip auch für Spannungen bis 150 kV recht handliche Anlagen bauen lassen.

9. Grenzen des Verfahrens

Bei der Entwicklung von Hochspannungsanlagen stellt sich zwangsläufig die Frage nach der oberen Spannungs- und Leistungsgrenze des speziellen Verfahrens der Hochspannungszeugung.

Beide Grenzen sind bei der mit Hochfrequenz betriebenen Kaskade in gewisser Weise miteinander verbunden, da eine hohe Spannung auch eine hohe Leistung bedingt. Einmal wachsen die inneren Verluste mit dem Quadrat der Kaskaden-Eingangsspannung, zum andern wird bei Anwendung von höheren Spannungen neben den zunehmenden äußeren Koronaverlusten auch ein gewisser Mindeststrom, also auch zunehmende Leistung, benötigt.

Die gesamte Leistung, sowohl die an den Verbraucher abgegebene als auch die Verlustleistung in der Kaskade und im Resonanztransformator, muß von der Oszillatorröhre beziehungsweise dem Netzgerät geliefert werden. Die Leistungsgrenze ist daher vorwiegend durch wirtschaftliche Erwägungen gegeben und dürfte, abgesehen von Geräten für besondere Zwecke, bei 200...300 W liegen.

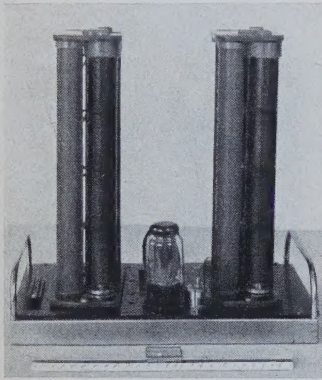


Abb. 19. Doppelkaskade für maximal 100 kV, d. h. ± 50 kV

Die Grenze der erreichbaren Hochspannung ist, abgesehen von der Leistungsbegrenzung, durch die wachsenden technischen Schwierigkeiten (Korona, Resonanzspulensatz usw.) bei zunehmender Eingangs-Wechselspannung höherer Frequenz (die Stufenzahl ist, wie vorher erläutert, nach oben begrenzt) und damit wiederum durch wirtschaftliche Überlegungen bedingt. Eine Möglichkeit, mit normalem Aufwand zu höheren Spannungen zu gelangen, ist da vorhanden, wo die Hochspannung nicht einseitig geerdet sein muß, sondern in der Mitte geerdet werden kann

(z. B. zur Speisung eines elektrostatischen Zwischenbeschleunigers [7]). Man speist zwei verschiedenen gepolte Kaskaden aus einem gemeinsamen Oszillator und Resonanzspulensatz. Gegen Erdpotential tritt dann nur die halbe Gesamtspannung auf. Eine derartige Anlage ohne Ölkessel für maximal 100 kV zeigt Abb. 19.

Während bei geerdeten Hochspannungen die obere Spannungsgrenze für das HF-Kaskadenverfahren vorläufig bei etwa 300 kV liegen dürfte, kann bei mittengeerdeten Spannungen der doppelte Wert erreicht werden.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß eine Erzeugung hoher Gleichspannung nach dem HF-Kaskadenprinzip immer dann sinnvoll ist, wenn bei kleiner Leistung eine der eingangs genannten Forderungen, z. B. Gefahrenminderung, kleines Bauvolumen, hohe Spannungs Konstanz und geringe Welligkeit, erfüllt sein muß.

Schrifttum

- [1] Schade, O. H.: R-f-Operated High-Voltage Supplies for Cathode-Ray Tubes. Proc. IRE Bd. 31 (1943) S. 158
Schade, O. H., u. Mautner, L. A.: Television High-Voltage R-f-Supplies. R.C.A. Rev. Bd. 8 (1947) S. 43
- [2] Panzer, S.: Erzeugung hoher Gleichspannung mittels Hochfrequenz. Optik Bd. 7 (1950) S. 290
Spannungsanlage für das AEG-ZEISS-Elektronenmikroskop. AEG-Mitt. Bd. 46 (1951) Nr. 7/8, S. 10
- [3] Strojnik, I.: Generation of High and Very Stable d. c. Voltages Using Audio Frequencies and Resonance. Elektrotehniski Vestnik (1953) Nr. 5, S. 131
- [4] Panzer, S.: Eine Hochspannungsanlage bis 150 kV mit HF-betriebenen Trockengleichrichtern für elektronenoptische Zwecke. Phys. Verh. Bd. 6 (1955) S. 20 (Vortragsauszug)
- [5] Waidelich, D. L., u. Shackelford, C. L.: Characteristics of Voltage Multiplying Rectifiers. Proc. IRE Bd. 32 (1944) S. 470
- [6] Heyboer, J. P., u. Zijlstra, P.: Senderröhren. Eindhoven 1951, Philips' Techn. Bibl. Bd. 7
- [7] Panzer, S.: HF-Hochspannungsanlage für die Mikroskopie mit Zwischenbeschleuniger. Optik Bd. 10 (1953) S. 107

H. FACK

Impulsende

1. Verwendungszweck und Wesen von Impulssendern mit Linienspektrum

Periodisch getastete Oszillatoren (Impulssender), deren Schwingungen sich in jedem Impuls aus den statistischen Spannungsschwankungen (Rauschen) der Schwingungskreise aufbauen, haben ein Rauschspektrum, dessen Leistungsdichte (z. B. in W/Hz) an der Stelle f

proportional zu $\left(\frac{\sin 2\pi(f_s - f)}{f_s - f} \right)^2$ ist, wenn f_s die Momentan-

frequenz des Impulssenders bezeichnet.

Solange es nur auf die in der Hüllkurve der Senderschwingung enthaltene Information ankommt, z. B. beim normalen Funkmeßgerät zur Bestimmung der Richtung und Entfernung eines Zieles, spielt die in den Senderimpulsen statistisch schwankende Phase der Senderschwingung keine Rolle. In manchen Fällen ist es aber notwendig oder wenigstens erwünscht, daß zwischen den Phasen der Senderschwingung in aufeinanderfolgenden Impulsen eine feste Beziehung besteht. Wenn das der Fall ist, geht das kontinuierliche Spektrum in ein Linienspektrum über.

Wichtige Anwendungen für Impulssender mit Linienspektrum haben sich bei Funkmeßgeräten und Linearbeschleunigern ergeben. Mit Hilfe des Doppler-Effektes läßt sich die Radialgeschwindigkeit bewegter Ziele bestimmen, feste und bewegte Ziele können unterschieden und voneinander getrennt werden (MTI = moving target indication), die Eigengeschwindigkeit bewegter Funkmeßgeräte (Bordgeräte) kann eliminiert werden [1, 2, 4, 5, 9, 10].

Bei Linearbeschleunigern, denen die Hochfrequenzenergie durch eine Reihe von den einzelnen Teilstrecken zugeordneten Impulssendern zugeführt wird, muß zwischen den Phasen der Schwingungen der einzelnen Sender eine durch den Beschleunigungsvorgang festgelegte Beziehung bestehen [7].

Die Verfahren zur Erzeugung von Linienspektren lassen sich in zwei Gruppen einteilen: 2.1 Tastung einer kontinuierlichen Schwingung, 2.2 Phasenregulierung durch eine kontinuierliche Schwingung [3, 8]. In jeder Gruppe ergeben sich zwei Untergruppen: 2.11 Tastung einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz; 2.12 Tastung eines Oszillators beliebiger Frequenz. 2.21 Phasenregulierung durch eine Oberwelle der Impulsfolgefrequenz; 2.22 Phasenregulierung durch Reguliersender beliebiger Frequenz. Die Frequenz- und Phasenverhältnisse bei den verschiedenen Verfahren sind unter 2. dargestellt.

Die vier Verfahren sind hinsichtlich ihrer technischen Durchführbarkeit nur bei größeren Wellenlängen des Impulssenders gleichwertig. Für das Wellenlängengebiet unterhalb von 1 m ist mit erträglichem Aufwand nur das letzte Verfahren (2.22) geeignet, zumal dann, wenn — wie bei den Funkmeßgeräten — Sender und Empfänger räumlich benachbart sind und im Empfänger zur Erzeugung der Zwischenfrequenz ein Überlagerungsozillator vorhanden ist, der zugleich die Rolle des Reguliersenders übernehmen kann [4].

Bei den oben angeführten Anwendungsfällen handelt es sich darum, daß zwischen den Phasen von zwei oder mehr Sendern in gegebenen Zeitpunkten feste Beziehungen bestehen. Bei der Doppler-Funkmeßtechnik sind das der Impulssender und ein kontinuierlicher Oszillator. In diesem Fall kann man die Phase des Oszillators in jedem Impuls mit Hilfe von Mitnahme [6] durch hinreichend starke Kopplung mit dem Impulssender diesem Sender angleichen, so daß sich zwischen der Phase des reflektierten Zeichens und der des durchschwingenden Oszillators eine nur von der Laufzeit abhängige Differenz ergibt [9]. Würde der Impulssender unbeeinflusst vom Oszillator anschwingen, so müßte sich für das Gesamtsystem ein Rauschspektrum ergeben. Im allgemeinen, d. h. ohne einseitig wirkende Kopplung, wird aber der Oszillator die Schwingung des Impulssenders phasenregulieren. Dazu ist eine relativ schwache Kopplung erforderlich [8], und die starke Kopplung zur Erzeugung der Mitnahme ist dann überflüssig.

Bei dem Linearbeschleuniger wird die Phasenkopplung der einzelnen Impulssender dadurch erreicht, daß ein Impulssender kurz vor den

mit Linienspektrum

DK 621.373:621.396.962.33

anderen eingeschaltet wird; durch diesen wird dann die Schwingung aller anderen phasenreguliert [7]. Das Gesamtsystem hat in diesem Fall ein Rauschspektrum.

2. Verfahren zur Erzeugung von Linienspektren

2.1 Tastung einer kontinuierlichen Schwingung

2.11 Tastung einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz (Abb. 1)

Die durch Frequenzvervielfachung aus der Impulsfolgefrequenz (f_i) erzeugte und dann getastete Schwingung hat in jedem Impulsanfang dieselbe Phase wie die benutzte Oberwelle.

Die N -te Oberschwingung ist bis auf einen konstanten Faktor gegeben durch

$$A_r = \cos(N\omega_i t + \varphi) = \cos[N\omega_i(t - n\tau_i) + nN2\pi + \varphi] \\ = \cos[N\omega_i(t - n\tau_i) + \varphi]$$

$$\omega_i = 2\pi f_i; \tau_i = \frac{1}{f_i}; f_i = \text{Impulsfolgefrequenz}; n = \dots, -1, 0, 1, \dots$$

Dann hat die getastete Schwingung folgende Form:

$$A_s = \begin{cases} \cos[N\omega_i(t - k\tau_i) + \varphi] & \text{für } n\tau_i \leq t \leq (n + \alpha)\tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

wobei $\alpha\tau_i$ = Impulsdauer.

Sie läßt sich durch die Fourier-Reihe

$$A_s = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi} \frac{\sin \pi \alpha (k - N)}{k - N} \cos[k\omega_i t - \pi \alpha (k - N) + \varphi]$$

Abb. 1. Tastung einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz

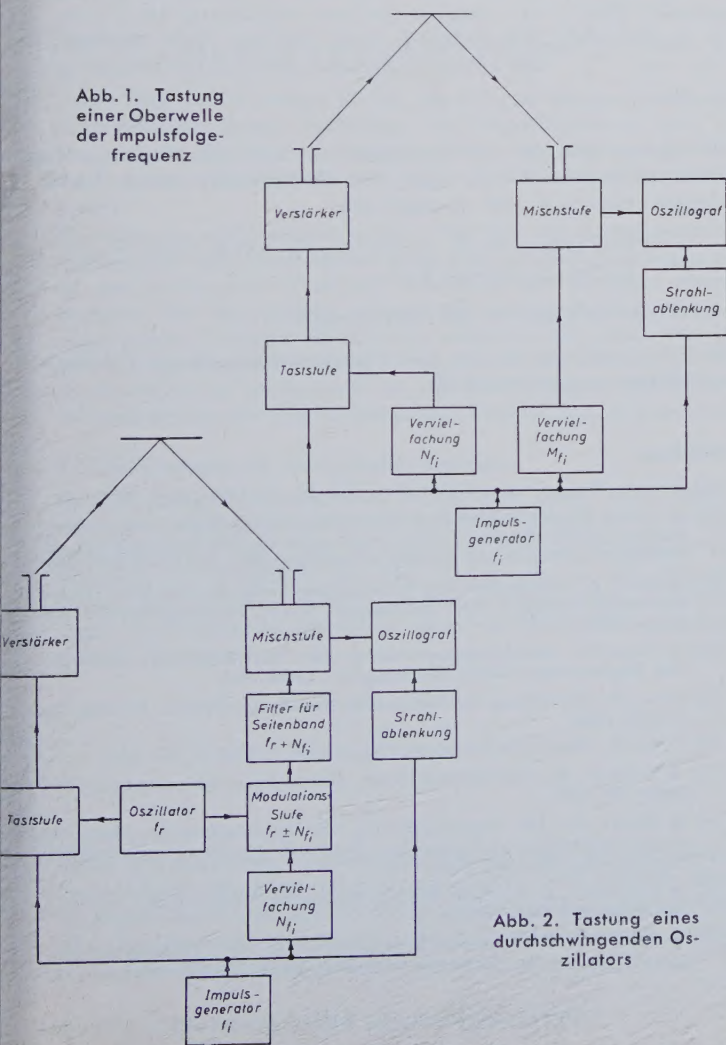


Abb. 2. Tastung eines durchschwingenden Oszillators

darstellen. Es ergeben sich also die Frequenzen $k f_i$ (k = ganze Zahl). Das Maximum der Hüllkurve liegt bei $k = N$. Impulssynchrone Schwebungen lassen sich durch Mischung mit einer M -ten Oberschwingung der Impulsfolgefrequenz erzeugen.

$$\cos[M\omega_i t + \varphi'] = \cos[M\omega_i(t - n\tau_i) + \varphi']$$

Für die Schwebungen ergibt sich die Darstellung

$$A_{\Delta} = \begin{cases} \cos[(M - N)\omega_i(t - n\tau_i) + \varphi' - \varphi] & \text{für } n\tau_i \leq t \leq (n + \alpha)\tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

mit $\psi = \varphi' - \varphi$ = Anfangsphase der Schwebungen.

2.12 Tastung eines kontinuierlichen Oszillators beliebiger Frequenz (Abb. 2)

Die durch Tastung eines kontinuierlichen Oszillators erzeugte Schwingung hat in jedem Impulsanfang dieselbe Phasendifferenz ψ (hervorgehoben durch Kopplungselemente) zur Schwingung des kontinuierlichen Oszillators.

Die Oszillatorschwingung sei gegeben durch

$$A_r = \cos(\omega_r t + \varphi) = \cos\left[\omega_r(t - n\tau_i) + 2\pi n \frac{\omega_r}{\omega_i} + \varphi\right]$$

Dann ergibt sich für die getastete Schwingung

$$A_s = \begin{cases} \cos\left[\omega_r(t - n\tau_i) + 2\pi n \frac{\omega_r}{\omega_i} + \varphi + \psi\right] & \text{für } n\tau_i \leq t \leq (n + \alpha)\tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

mit der zugehörigen Fourier-Reihe

$$A_s = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi} \frac{\sin \pi k \alpha}{k} \cos\left[\left(k + \frac{\omega_r}{\omega_i}\right)\omega_i t + \varphi + \psi - \pi k \alpha\right]$$

Es ergeben sich also die Frequenzen $f_r + k f_i$; das Maximum der Hüllkurve liegt bei $k = 0$. Impulssynchrone Schwebungen müssen folgende Form haben:

$$A_{\Delta} = \begin{cases} \cos[(\omega_r' - \omega_r)(t - n\tau_i) + \varphi'] & \text{für } n\tau_i \leq t \leq (n + \alpha)\tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

Das heißt, man müßte A_s überlagern mit einer Schwingung der Form

$$A' = \cos\left[\omega_r'(t - n\tau_i) + 2\pi n \frac{\omega_r}{\omega_i} + \varphi + \psi + \varphi'\right] \\ = \cos\left[\omega_r' t - 2\pi n \frac{\omega_r' - \omega_r}{\omega_i} + \varphi + \psi + \varphi'\right]$$

Diese Schwingung ist nur dann monochromatisch, wenn $f_r' - f_r$ ein ganzzahliges Vielfaches von f_i ist, d.h., es müßte sein $f_r' = f_r + N f_i$. Diese Schwingung könnte man durch Modulation von A_r mit einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz erzeugen.

2.2 Phasenregulierung

2.21 Phasenregulierung durch eine Oberwelle der Impulsfolgefrequenz (Abb. 3)

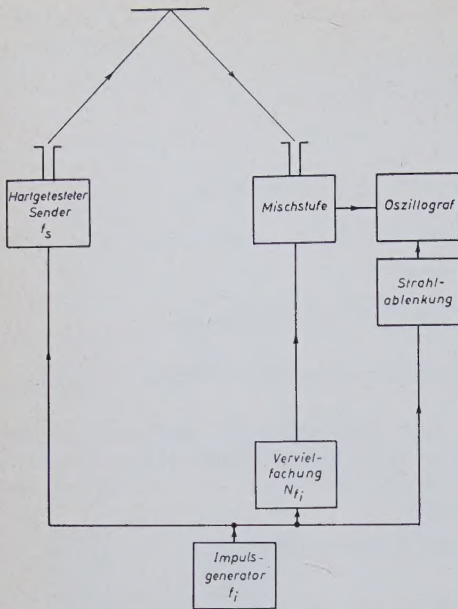
Der hart getastete Impulssender hat in jedem Impulsanfang dieselbe Phase. Seine Schwingung ist also gegeben durch

$$A_s = \begin{cases} \cos[\omega_s(t - n\tau_i) + \varphi] & \text{für } n\tau_i \leq t \leq (n + \alpha)\tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

Die zugehörige Fourier-Reihe lautet

$$A_s = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi} \frac{\sin \pi \alpha \left(k - \frac{\omega_s}{\omega_i}\right)}{k - \frac{\omega_s}{\omega_i}} \cos\left[k\omega_i t + \varphi - \pi \alpha \left(k - \frac{\omega_s}{\omega_i}\right)\right]$$

Es ergeben sich also die Frequenzen $k f_i$; das Maximum der Hüllkurve



Tab. I. Frequenzverhältnisse bei Verfahren zur Erzeugung von Linienspektren
(M, N = feste ganze Zahl, k = laufende ganze Zahl)

Nr.	Verfahren zur Erzeugung von Linienspektren	Momentan- frequenz des Impuls- senders	Frequenz- spektrum des Impuls- senders	Maximum der Hüllkurve	Impulssynchrone Schwebungen durch Mischung mit	Momentan- frequenz der Schweb- ungen	Frequenz- spektrum der Schweb- ungen
2.11	Tastung einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz (f_i)	$N f_i$	$k f_i$	$k = N$	$M f_i$	$(M - N) f_i$	$k f_i$
2.12	Tastung eines kontinuierlichen Oszillators (f_r)	f_r	$f_r + k f_i$	$k = 0$	$f_r + N f_i$	$N f_i$	$k f_i$
2.21	Phasenregulierung durch eine Oberwelle der Impulsfolgefrequenz	f_s	$k f_i$	$k = \frac{f_s}{f_i}$	$N f_i$	$f_s - N f_i$	$k f_i$
2.22	Phasenregulierung durch einen Reguli- sender (f_r)	f_s	$f_r + k f_i$	$k = \frac{f_s - f_r}{f_i}$	f_r	$f_s - f_r$	$k f_i$

← Abb. 3. Phasenregulierung durch eine Oberwelle der Impulsfolgefrequenz

liegt bei $k = f_s/f_i$. Impulssynchrone Schwebungen lassen sich mit Hilfe einer Oberwelle der Impulsfolgefrequenz erzeugen.

$$A_r = \cos(N \omega_i t + \varphi') \\ = \cos[N \omega_i (t - n \tau_i) + \varphi']$$

Die Schwebungen zwischen den Schwingungen A_s und A_r haben dann die Form

$$A_{\Delta} = \begin{cases} \cos[(\omega_s - N \omega_i)(t - n \tau_i) + \varphi - \varphi'] & \text{für } n \tau_i \leq t \leq (n + \alpha) \tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

$\varphi = \varphi - \varphi' = \text{Anfangsphase der Schwebungen.}$

$$A_r = \cos(\omega_r t + \varphi)$$

$$= \cos\left[\omega_r(t - n \tau_i) + 2\pi n \frac{\omega_r}{\omega_i} + \varphi\right]$$

$$A_s = \begin{cases} \cos\left[\omega_s(t - n \tau_i) + 2\pi n \frac{\omega_r}{\omega_i} + \varphi + \psi\right] & \text{für } n \tau_i \leq t \leq (n + \alpha) \tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

Die Fourier-Reihe lautet [3]

$$A_s = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi} \frac{\sin \pi \alpha \left(k + \frac{\omega_r - \omega_s}{\omega_i}\right)}{k + \frac{\omega_r - \omega_s}{\omega_i}} \cos\left[\left(k + \frac{\omega_r}{\omega_i}\right) \omega_i t + \varphi + \psi - \pi \alpha \left(k + \frac{\omega_r - \omega_s}{\omega_i}\right)\right]$$

Es ergeben sich also die Frequenzen $f_r + k f_i$; das Maximum der Hüllkurve liegt bei $k = (f_s - f_r)/f_i$. Für die impulssynchronen Schwebungen zwischen A_r und A_s ergibt sich

$$A_{\Delta} = \begin{cases} \cos[(\omega_s - \omega_r)(t - n \tau_i) + \psi] & \text{für } n \tau_i \leq t \leq (n + \alpha) \tau_i \\ 0 & \text{für alle anderen Werte} \end{cases}$$

wobei $\psi = \text{Anfangsphase der Schwebungen.}$

In Tab. I sind die bei den vier Verfahren auftretenden Frequenzverhältnisse zusammengestellt.

Schrifttum

- [1] Barlow, E. J.: Doppler Radar. Proc. IRE Bd. 37 (1949) S. 340—355
- [2] ● Diehl, H.: Zur Geschichte der Funkmeßtechnik in Deutschland unter besonderer Berücksichtigung ihrer Anwendung für die Flugfunkortung. In: Zur Geschichte der Funkortung, Bücherei d. Funkortg., Bd. 2, Teil I, Dortmund 1953
- [3] ● Fack, H.: Synchronisierung von impuls gesteuerten Sendern durch Phasenregulierung. Zentrale f. wiss. Berichtswesen (ZWB), Forschungsber. Nr. 1245, Berlin 1940
- [4] ● Fack, H.: Ausbildungsmöglichkeiten des Fakir-Verfahrens. Zentrale f. wiss. Berichtswesen (ZWB), Forschungsber., Berlin 1944
- [5] Fack, H.: Enttrübung der Boden- und Bord-Funkmeßgeräte. Preisausschr. d. RLM, 1944
- [6] Fack, H.: Theorie der Mitnahme. Frequenz Bd. 6 (1952) S. 141—145
- [7] ● Kollath, R.: Teilchenbeschleuniger. Braunschweig 1955, Vieweg (D. Wissensch. Bd. 109)
- [8] ● Raabe, H.: Die Phasenregulierung von Impulssendern bei verschieden starker Ankopplung des Regelsenders. Zentrale f. wiss. Berichtswesen (ZWB), Forschungsber. Nr. 1844, Berlin 1943
- [9] ● Ridenour, L. N.: Radar Systems Engineering. Radiation Lab. Ser. Bd. 1, New York 1947, McGraw-Hill
- [10] ● Runge, W. T.: Funkmeß-Landeverfahren. In: Die Funkortung der Deutschen Flugsicherung, Bücherei d. Funkortg., Bd. 2, Teil III, Dortmund 1953

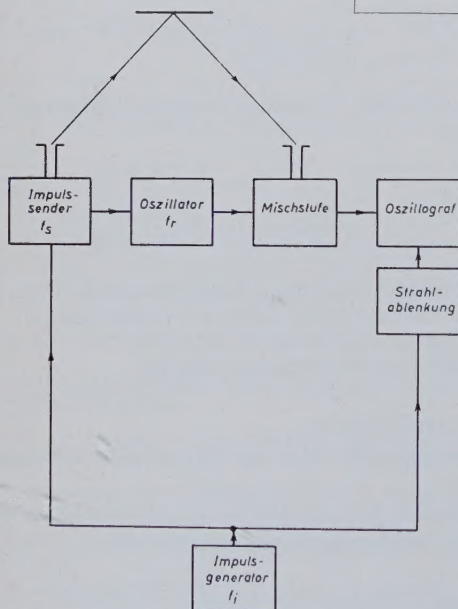


Abb. 4. Phasenregulierung durch einen Reguli-
sender

2.22 Phasenregulierung durch einen besonderen Oszillator beliebiger Frequenz (Abb. 4)

Der durch einen kontinuierlichen Oszillator phasenregulierte Impuls-
sender hat in jedem Impulsanfang dieselbe Phasendifferenz ψ zum
Reguliersender [3]. Die Größe A_r dieser Phasendifferenz läßt sich
aus der folgenden Beziehung ermitteln.

Traditionelle Aussagenlogik und elektronische Rechen- und Schaltanlagen

DK 681.142-83:164.1

Bei den meisten elektronischen Rechen- und Zählgeräten werden die vorkommenden Zahlen in binäre Ziffern verschlüsselt (Dual-System), weil man dann ausschließlich mit zwei Schaltzuständen arbeiten kann. Solange ein reines binäres Ziffernrechnen verlangt wird, lassen sich alle Operationen durch die bekannten Schalteinheiten, z. B. Multivibratorschaltungen, magnetische Matrizen, Torschaltungen und dergleichen realisieren. Dabei sind die Torschaltungen und ihre Kombinationen von besonderem Interesse. In einem Tor werden gewöhnlich zwei voneinander unabhängige Schaltzustände verglichen. Aus dem Vergleich folgt eine neue Aussage, die dann für weitere Rechenoperationen verwendet wird.

Die Erfahrung hat gezeigt, daß man mit zwei Grundtypen für die Torschaltungen auskommt, dem „Und“-Tor und dem „Oder“-Tor. Diese beiden „Aussagen“ lassen sich auch als Bestandteile der traditionellen, schon von Aristoteles begründeten formalen Logik auffassen, und man spricht daher von „logischen Schaltungen“, „logischen Funktionen“, „logischem Ziffernrechnen“ o. ä. Die Beziehung ergibt sich daraus, daß in der Aussagenlogik ebenfalls aus zwei diskreten Zuständen (= Aussagen), nämlich aus voneinander unabhängigen „wahren“ oder „falschen“ Aussagen eine neue („wahre“ oder „falsche“) Aussage folgt.

Die „Und“- und die „Oder“-Aussage sind jedoch nur ein Teil der allgemein möglichen Aussagen. Die übrigen gewinnen an Bedeutung, wenn, wie es in der industriellen Elektronik häufig der Fall ist, Aufgaben vorkommen, die mit den arithmetischen Rechenoperationen nicht mehr unmittelbar zusammenhängen. Die Lösung derartiger Probleme wird erheblich durch Kenntnis und Beherrschung der Systematik der formalen Aussagenlogik erleichtert.

Dieses Thema ist im übrigen für den, der sich gern mit grundsätzlichen Entwicklungsaufgaben beschäftigt, von ungewöhnlichem Reiz, da hier auf ein Wissen zurückgegriffen wird, das bereits Aristoteles besaß und zu dem bis heute noch nicht allzuviel hinzugefügt werden konnte.

Im folgenden soll versucht werden, den Teil der Aussagenlogik zu erörtern, der noch relativ leichtverständlich und dessen Kenntnis für die hier vorliegenden Probleme ausreichend ist. An Hand einiger Beispiele wird dann gezeigt werden, wie wertvoll die Kenntnis des allgemeineren Systems für spezielle Aufgaben sein kann. Die gewählte Darstellungsform weicht bewußt in mancher Hinsicht von der der traditionellen Aussagenlogik ab, um den Zugang zu den für den Außenstehenden oft sehr uneinsichtigen Beziehungen zu erleichtern.

1. Aussagesystem für zwei primäre Aussagen

Es seien Aussagen vorausgesetzt, die entweder „wahr“ oder „falsch“ sein können. Bei zwei voneinander unabhängigen primären oder Ausgangsaussagen p und q gibt es, wenn man beide in irgendeinem Zusammenhang betrachten will, vier Variationen, so daß sich mit w = „wahr“ und f = „falsch“ folgende 4 Möglichkeiten (4 voneinander verschiedene Möglichkeiten, wenn die Reihenfolge p, q nicht beliebig ist) ergeben:

p	q
w	w
w	f
f	w
f	f

Wenn nun aus diesen 2 Aussagen eine dritte folgt, die auch „wahr“ oder „falsch“ sein kann, gibt es insgesamt $2^4 = 16$ mögliche dritte Aussagen, womit also alle überhaupt möglichen Aussagen erschöpft sind. Man kann nun so verfahren, diese möglichen Aussagen erst einmal hinzuschreiben und dann zu fragen:

- welche Gesetze, welche Operationen führen zu diesen dritten folgenden Aussagen (Frage nach dem Sinn der Verknüpfung) und
- in welcher Weise lassen sich die Aussagen elektronisch realisieren?

In der Tab. I sind die 16 möglichen Aussagen zusammengestellt. Aus noch deutlich werdenden Gründen ist hier eine bestimmte Reihenfolge gewählt. Man kann sich jedoch leicht davon überzeugen, daß die Tabelle alle möglichen Fälle enthält. Die Bezeichnungen „ w “ und „ f “ können selbstverständlich binären Ziffern, z. B. „1“ dem „ w “ und „0“ dem „ f “, entsprechen. Die unterste Zeile enthält die in Tab. II er-

Tab. I. Die sechzehn möglichen dritten Aussagen, die sich aus zwei voneinander unabhängigen Aussagen p und q bei nicht vertauschbarer Reihenfolge ergeben können. In der untersten Zeile sind die für die betreffenden Spalten verwendeten Kurzzeichen vermerkt

p	q	1)	2)	3)	4)	5)	6)	7)	8)	9)	10)	11)	12)	13)	14)	15)	16)
w	w	w	w	w	w	w	f	f	f	f	f	w	f	w	f	w	f
w	f	f	w	f	w	f	w	f	w	f	w	w	f	f	w	w	f
f	w	f	w	w	f	f	w	f	f	w	w	f	w	w	f	w	f
f	f	f	f	w	w	w	w	w	f	f	f	f	w	f	w	w	f
		\wedge	\vee	\rightarrow	\leftarrow	\leftrightarrow	\wedge	\vee	\rightarrow	\leftarrow	\leftrightarrow	p	p	q	q	w	f

Tab. II. Zusammenstellung der sechzehn Aussagen aus Tab. I. mit den in der Logik üblichen Wortdefinitionen

1)	$p \wedge q$	„und“
2)	$p \vee q$	„oder“
3)	$p \rightarrow q$	„wenn so, dann so“
4)	$p \leftarrow q$	„immer dann, wenn“
5)	$p \leftrightarrow q$	„äquivalent“
6)	$p \wedge \bar{q}$	„nicht verträglich“
7)	$p \vee \bar{q}$	„weder noch“
8)	$p \rightarrow \bar{q}$	„wenn nicht, dann nicht“
9)	$p \leftarrow \bar{q}$	„immer dann nicht, wenn nicht“
10)	$p \leftrightarrow \bar{q}$	„gegensätzlich“
11)	p	„ p “
12)	\bar{p}	„ p negiert“
13)	q	„ q “
14)	\bar{q}	„ q negiert“
15)	w	„immer wahr“
16)	f	„immer falsch“

(Die Überstreichungen bedeuten jeweils Negationen)

klären Kurzzeichen, wie sie meistens in der formalen Logik für die betreffende Aussageverknüpfung verwendet werden. Die 16 Aussagen seien der Reihe nach an Hand von Tab. I im folgenden kurz diskutiert.

1) p, q sind durch

„und“

verknüpft. Es folgt ein „ w “ (beziehungsweise „1“) nur, wenn p und q (beide zugleich) „wahr“ sind (alle anderen sollen „ f “ sein). Man kann dann z. B. sagen: „Es ist wahr (= dritte Aussage), daß p und q wahr sind, wenn p wahr, q wahr ist“, oder: „Es ist falsch, daß p und q wahr sind, wenn p wahr, q falsch ist.“

2) p, q sind durch

„oder“

verknüpft. Es folgt ein „ w “, wenn p oder q wahr ist, d. h., wenn wenigstens eines von beiden wahr ist (also nicht im Sinne von entweder-oder, denn dann würde $w-w$ nicht w werden).

3) p, q werden als ein Nacheinander aufgefaßt,

„wenn so, dann so“

Die dritte Aussage wird dann wahr, wenn auf eine falsche oder wahre

Aussage p eine wahre Aussage q folgt, auch auf falsch-falsch, nicht aber, wenn aus der wahren eine falsche folgt.

Diese Beziehung gibt es im üblichen Sprachgebrauch nicht. In der Logik wird sie jedoch unentbehrlich, man nennt sie dort „Implikation“. Man wird sich auch daran stoßen, daß ein Nacheinander eigentlich eine Abhängigkeit bedeutet, obwohl voneinander unabhängige Aussagen vorausgesetzt waren. Es ist in diesem Rahmen am bequemsten, das „wenn so, dann so“ als eine reine Definition anzusehen, derart, daß die dritte Aussage immer wahr ist, außer wenn q falsch auf p wahr folgt.

Man erkennt hier deutlich, daß es „logische Wahrheiten“ gibt, die im normalen Leben nichtssagend sind, gleichwohl aber, wie die Beispiele am Schluß zeigen werden, durchaus auch praktisch-technische Bedeutung haben können.

4) Umgekehrter Fall: Man müßte p und q von Fall 3) vertauschen. Das sei definiert als

„immer dann, wenn“

5) p, q sind

„äquivalent“

Es folgt nur „wahr“, wenn p, q den gleichen „Wahrheitswert“ haben, also nur bei $w - w$ und $f - f$.

Betrachtet man jetzt die Fälle 6)...10), so sieht man, daß diese aus 1)...5) hervorgehen, wenn die aus 6)...10) sich ergebenden Wahrheitswerte, also w und f , in den Spalten vertauscht werden. 6)...10) sind die „Negationen“ der Spalten 1)...5). Die Negationen werden allgemein durch einen Strich über den Symbolen gekennzeichnet.

Mit Worten werden sie gewöhnlich folgendermaßen charakterisiert:

- 6) „nicht verträglich“
- 7) „weder-noch“
- 8) „wenn nicht, dann nicht“
- 9) „immer dann nicht, wenn nicht“
- 10) „gegensätzlich“

Die Fälle 11)...14) sind trivial. Es ist nämlich

- 11) p unabhängig von q , also einfach die Wiedergabe von p
- 12) p negiert wiedergegeben
- 13) q unabhängig von p wiedergegeben
- 14) q negiert wiedergegeben

Die Fälle 15) und 16) sind

- 15) „allgemein gültig“, „immer wahr“
- 16) „allgemein ungültig“, „immer falsch“ („der Geist, der stets verneint“)

Die letzten beiden Fälle sind, wie leicht einzusehen ist, auch „elektronisch trivial“, ebenso 11) und 13). Die Negationen 12) und 14) lassen sich realisieren, z. B. durch Abnahme des Impulses von der Komplementärseite der impulsgebenden Multivibratorstufe.

In Tab. II sind alle Fälle mit den hier verwendeten Kurzzeichen noch einmal aufgeführt.

2. Sätze

Bei Kenntnis einiger weniger Axiome läßt sich eine Fülle von „Sätzen“ oder „Gleichungen“ herleiten (und auch beweisen). Solange man nur 2 oder 3 Ausgangsaussagen hat, kann man sie mit geringer Mühe auch einfach durch Überlegung und Probieren finden.

Einige Beispiele seien hier vorgeführt. Es ist

$$(p \vee p) \rightarrow p = w$$

„wenn p oder p , dann p ist immer wahr“

(Das Gleichheitszeichen bedeutet, daß stets die links entstehenden Wahrheitswerte den rechten entsprechen.) Um den Satz einzusehen,

bildet man zuerst:

p	p	$(p \vee p)$ ergibt
w	w	w
w	w	w
f	f	f
f	f	f

schließlich übertragen:

$p \vee p$	p	$(p \vee p) \rightarrow p$
w	w	w
w	w	w
f	f	w
f	f	w

Der „Operator“ „ \rightarrow “ („wenn so, dann so“) ergibt in allen Fällen ein w , da kein f auf ein w folgt.

In der Logik läßt man gewöhnlich das Gleichheitszeichen und das w auf der rechten Seite fort, denn der Satz

$$(p \vee p) \rightarrow p$$

ist ja für sich allein eben immer wahr, gleichgültig, ob p „wahr“ oder „falsch“ in diese Gleichung eingesetzt wird.

Ein weiterer Satz ist ¹⁾

$$p \rightarrow (q \vee p) = w$$

oder einfach

$$p \rightarrow (q \vee p)$$

In Tabellenform

p	q	$p \rightarrow$	$(q \vee p)$
w	w	w	w
w	f	w	w
f	w	w	w
f	f	w	f

Das sich ergebende w, w, w, w beweist die Richtigkeit des Satzes.

Weitere Sätze sind z. B.

$$(p \vee q) \rightarrow (q \vee p)$$

und ein Satz mit 3 Aussagen

$$(p \rightarrow q) \rightarrow [(r \vee p) \rightarrow (r \vee q)]$$

Die sinnvolle Anwendung von Sätzen wird bei den praktischen Beispielen noch deutlich werden. Aus der Vielfalt der Sätze läßt sich eine Gruppe der Sätze aussondern, die bei der Lösung von Schaltungsaufgaben besonders häufig gebraucht werden. Sie sind quasi als „Handwerkszeug“ in Tab. III zusammengestellt. Es ist nicht schwierig, diese

Tab. III. Einige wichtige logische Sätze, bei deren gründlicher Kenntnis sich auch kompliziertere Aufgaben bequem lösen lassen

Sätze	Nr.
$(p \wedge p) \vee p = w$	(1)
$p \vee (q \vee p) = w$	(2)
$(p \vee q) \vee (\bar{p} \wedge \bar{q}) = w$	(3)
$(p \wedge q) \vee (p \wedge r) \vee (r \vee q) = w$	(4)
$p \vee p = p$	(5)
$p \vee p = w$	(6)
$p \wedge p = f$	(7)
$p \wedge (p \vee q) = p$	(8)
$p \vee (p \wedge q) = p$	(9)
$(p \vee q) = (q \vee p)$	(10)
$(p \wedge q) = (q \wedge p)$	(11)
$p \vee (q \vee r) = (p \vee q) \vee r = p \vee q \vee r$	(12)
$p \wedge (q \wedge r) = (p \wedge q) \wedge r = p \wedge q \wedge r$	(13)
$p \wedge (q \vee r) = (p \wedge q) \vee (p \wedge r)$	(14)
$p \vee (q \wedge r) = (p \vee q) \wedge (p \vee r)$	(15)
$(p \vee q) \wedge (r \vee s) = (p \wedge r) \vee (p \vee s) \vee (q \wedge r) \vee (q \wedge s)$	(16)
$(p \wedge q) \vee (r \wedge s) = (p \vee r) \wedge (p \vee s) \wedge (q \vee r) \wedge (q \vee s)$	(17)
$A \wedge B \wedge w = A \wedge B$	(18)
$A \vee B \vee f = A \vee B$	(19)
$A \vee B \vee C = A \vee B \vee C \vee C \vee B \vee \dots$	(20)

Sätze wie bei obigen Beispielen nachzuprüfen. Ein Teil der Sätze scheint verblüffend. So kann man z. B. zu einer Gleichung [s. (20) und auch (5) in Tab. III]

$$A \vee B \vee C = D$$

(wobei A, B, C, D beliebig komplizierte Ausdrücke sein können) einfach ein $\vee C$ oder auch mehrere $\vee C$ hinzufügen, also z. B.

$$A \vee B \vee C \vee C \vee A \dots \text{ usw.} = D$$

schreiben, ohne daß der Satz falsch würde.

¹⁾ Wie uneinsichtig dieser Satz in der formalen Logik für den Außenstehenden ist, ersieht man z. B. aus folgendem:

Es sei $p =$ „Die Hasen können fliegen“ = falsch

$q =$ „Der Himmel ist blau“ = wahr

(voneinander unabhängige Aussagen).

Dann heißt der Satz: „Wenn die Hasen fliegen können, dann ist der Himmel blau oder die Hasen können fliegen.“ Das Mißverstehen liegt in der Definition des „wenn so, dann so“, das unserem alltäglichen Sprachgebrauch fremd ist. Aber auch das „oder“ wird gewöhnlich anders, nämlich im Sinne von „entweder-oder“ verstanden.

Bei einer „Und“-Gleichung [s. (18)]

$$A \wedge B \wedge C = D$$

kann man ein „w“ hinzufügen, also nach (1)...(4) und (6) in Tab. III auch noch kompliziertere Ausdrücke. Zum Beispiel ist

$$A \wedge B \wedge C \wedge (p \vee \bar{p}) = D$$

da $(p \vee \bar{p}) = w$ ist (6).

Manche Sätze erweisen sich fast als trivial, jedoch ist ihre „Trivialität“ sozusagen eine Funktion der Zeit, die man für das Studium der Sätze aufwendet.

Die Sätze der Tab. III enthalten nur das „Oder“, das „Und“ und negierte $p, q, r \dots$. Es ist nämlich möglich, die Aussagen 3)...10) in Tab. II auf die leicht realisierbaren Aussagen 1) und 2) sowie auf \bar{p} und \bar{q} zurückzuführen.

3. Rückführung auf „Und“, „Oder“ und negierte p, q

Es werde beispielsweise versucht, die Aussage 3) in Tab. II (beziehungsweise Tab. I) „wenn so, dann so“

$$p \rightarrow q$$

umzuformen.

Negiert man p und schreibt \bar{p} , q versuchsweise nebeneinander, erhält man (s. Tab. I)

p	q	dies soll werden ($p \rightarrow q$)
f	w	w
f	f	f
w	w	w
w	f	w

Man sieht, daß die gewünschte Aussage durch den „Operator“ \vee entsteht. Es ist also

$$p \rightarrow q = \bar{p} \vee q$$

Ähnlich findet man auch die anderen Beziehungen, so daß sich in der Tat alle Aussagen auf „Und“, „Oder“ und negiertes p, q zurückführen

Tab. IV. Die Rückführung der zehn nichttrivialen Aussagen der Tab. I und II auf das „Und“, das „Oder“ sowie die „Negation“ von p bzw. q

1)	$p \wedge q = p \wedge q$
2)	$p \vee q = p \vee q$
3)	$p \rightarrow q = \bar{p} \vee q$
4)	$p \leftarrow q = p \vee \bar{q}$
5)	$p \leftrightarrow q = (p \vee q) \wedge (\bar{p} \vee \bar{q}) = (p \wedge q) \vee (\bar{p} \wedge \bar{q})$
6)	$\bar{p} \wedge q = p \vee q$
7)	$\bar{p} \vee q = p \wedge q$
8)	$p \rightarrow \bar{q} = p \wedge q$
9)	$\bar{p} \rightarrow q = p \wedge q$
10)	$p \leftrightarrow q = (p \wedge q) \vee (\bar{p} \wedge \bar{q}) = (p \vee q) \wedge (\bar{p} \vee \bar{q})$

lassen. Das sind aber gerade die Aussagen, die relativ leicht elektronisch dargestellt werden können. Tab. IV gibt die vollständigen Rückführungsbeziehungen wieder.

4. „Und“, „Oder“-Tor und Negation

Die Anlage von „Und“- und „Oder“-Toren richtet sich im allgemeinen nach der Form der zur Verfügung stehenden Impulse und den Bedingungen, die an die Weitergabe der Impulse geknüpft sind. Auf die verschiedenen Torschaltungsarten soll in diesem Rahmen nicht eingegangen werden, da es hier lediglich auf das Prinzip ankommt. Es sei angenommen, daß die Impulse als Rechteckimpulse von Flip-Flop-Stufen kommen, derart, daß

„w“ = „1“ = positiver Impuls und
„f“ = „0“ = kein Impuls

bedeutet. Dazu soll es möglich sein, das negierte p beziehungsweise q an der komplementären Seite der Flip-Flop-Stufen abzunehmen.

Die Abb. 1 und 2 zeigen eine dafür mögliche Schaltweise. Bei dem „Und“-Tor (Abb. 1) sind die beiden Dioden zunächst leitend (p und q auf Potential Null), und der Ausgang liegt auf Potential Null. Das ändert sich auch nicht, wenn lediglich eine oder keine der beiden Flip-Flop-Stufen einen Impuls abgibt, weil eine der beiden Dioden leitend bleibt. Erst wenn beide, p „Und“ q , positiv sind, werden beide Dioden gesperrt, wodurch am Ausgang das Potential U_1 erscheint, also „w“ beziehungsweise „1“ angezeigt wird.

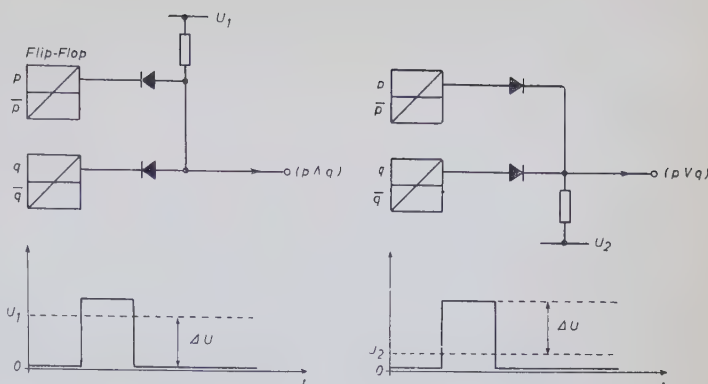


Abb. 1 (links). Einfache „Und“-Schaltung mit zwei Dioden (für zwei primäre Aussagen p und q). Angenommen wird, daß bei „0“ kein Impuls geliefert wird. Bei negiertem p bzw. q wird der Impuls von der komplementären Seite der impulsgebenden Stufe abgenommen. Abb. 2 (rechts). Einfache „Oder“-Schaltung mit zwei umgekehrt gepolten Dioden

Beim „Oder“-Tor (Abb. 2) wird dafür gesorgt, daß (bei umgekehrt gepolten Dioden) durch eine nur kleine positive Vorspannung U_2 die Dioden zunächst gesperrt bleiben. Am Ausgang erscheint immer dann ein positiver Impuls ΔU , wenn p „Oder“ q (d. h. also auch „oder beide“) einen positiven Impuls liefern.

Die negierten p beziehungsweise q als Ausgangsaussagen werden durch Abgriff an der anderen Flip-Flop-Seite erhalten.

Mit diesen Möglichkeiten lassen sich alle Beziehungen aus Tab. IV darstellen.

Im übrigen können gemäß (12) und (13) in Tab. III mit den Schaltungen Abb. 1 und 2 auch mehr als 2 Aussagen verknüpft werden. Ein Tor mit 3 Dioden

$$p \wedge q \wedge r$$

liefert z. B. dann und nur dann ein „w“, wenn alle drei zugleich ein „w“ zeigen.

Ein Tor mit

$$p \vee q \vee r$$

liefert „w“, wenn wenigstens eins von p, q, r ein „w“ zeigt.

Die elektronische Darstellung aller Beziehungen der Tab. IV bereitet keine Schwierigkeiten und sei hier nicht im einzelnen dargestellt.

Einen Eindruck vom Wert der Kenntnis der hier gezeigten Zusammenhänge vermittelt die Behandlung praktischer Aufgaben. Als Beispiel soll die Behandlung von drei Problemen vorgeführt werden.

Das erste ist die Addition zweier binärer Zahlen, die beiden übrigen sollen zeigen, wie man auch Aufgaben, die nichts mit gewöhnlichen Rechenoperationen zu tun haben, lösen kann. Das scheint um so wichtiger, als eben nicht nur binäre Rechenaufgaben, sondern auch andere Schalt- und Regelprobleme der industriellen Elektronik einen Bezug zur Aussagenlogik haben.

1. Beispiel: Addition zweier binärer Zahlen

Diese einfache Aufgabe sei hier nur angegeben, um das formale Vorgehen zu zeigen. Für die Addition zweier binärer Zahlen gilt

p	q	II	I	im Dezimalsystem $p + q$	Z
0	0	0	0	0 + 0 = 0	
0	1	0	1	0 + 1 = 1	
1	0	0	1	1 + 0 = 1	
1	1	1	0	1 + 1 = 2	

(Bei der nächsten II. „Dual“-Stelle der Ausgangselemente wird analog verfahren.)

Wie man sieht, folgt

I aus $p \leftrightarrow q$ (p, q „gegenseitlich“, dann „1“)

II aus $p \wedge q$

Aus Tab. IV wird entnommen [s. (10)]

I: $p \leftrightarrow q = (p \wedge q) \vee (\bar{p} \wedge \bar{q}) = (p \vee q) \wedge (\bar{p} \vee \bar{q})$

II: $p \wedge q = p \wedge q$

Diese Formulierung läßt sich (mit Hilfe der Torschaltungen Abb. 1 und 2) sofort elektronisch darstellen, wie Abb. 3 zeigt.

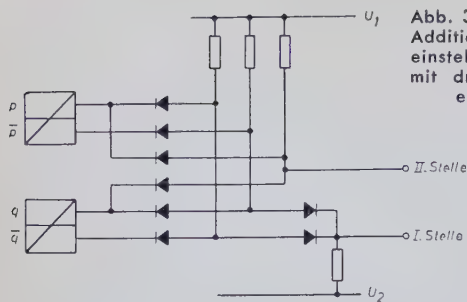


Abb. 3. Realisierung der Additions-Schaltung zweier einstelliger binärer Zahlen mit drei „Und“-Toren und einem „Oder“-Tor

2. Beispiel: Permutation mit Wiederholung

Es seien 3 Apparate oder Maschinen vorhanden, die, sobald sie in Betrieb sind, eine „1“ zeigen. Es soll eine „1“ resultieren, wenn genau zwei beliebige von den 3 Apparaten in Betrieb sind (z. B. soll dann eine zusätzliche Versorgungseinrichtung eingeschaltet werden).

Die Ausgangsaussagen p, q, r ergeben $2^3 = 8$ Permutationen, wovon in 3 Fällen zwei der drei Ausgangsaussagen auf „1“ stehen (Permutation mit Wiederholung: $P_3(w) = \frac{3!}{1! 2!} = 3$).

Man kann nun folgendermaßen vorgehen: Zuerst werden p und q allein betrachtet. Es wird nach den Fällen gefragt, in denen eins von beiden „1“ ist, sie sollen also „gegenseitlich“ sein.

$$(p \leftrightarrow q)$$

Wenn jetzt r hinzugenommen wird, dann ergeben sich die Fälle mit: eine „1“ in (p, q) und eine „1“ in r mit

$$[(p \leftrightarrow q) \wedge r]$$

Jetzt werden q und r zusammen betrachtet und p hinzugenommen.

$$[(q \leftrightarrow r) \wedge p]$$

Wenn das eine „oder“ das andere zutrifft, hat man genau die gewünschten Fälle. Das läßt sich wie folgt nachprüfen: Links stehen die 8 möglichen Fälle.

p	q	r	gewünscht wird 2 von beiden „w“ (dann „w“)	$[(p \leftrightarrow q) \wedge r] \vee [(q \leftrightarrow r) \wedge p] = R$
w	w	w	f	f
w	w	f	w	w
w	f	w	w	w
f	w	w	w	w
w	f	f	f	f
f	f	w	f	f
f	w	f	f	f
f	f	f	f	f

Gemäß Tab. IV (10) wird nun R umgeformt:

$$\{[(p \wedge q) \vee (\bar{p} \wedge \bar{q})] \wedge r\} \vee \{[(q \wedge \bar{r}) \vee (\bar{q} \wedge r)] \wedge p\} = R$$

r und p können gliedweise gemäß (13) in Tab. III verbunden werden (siehe die andeutenden Pfeile)

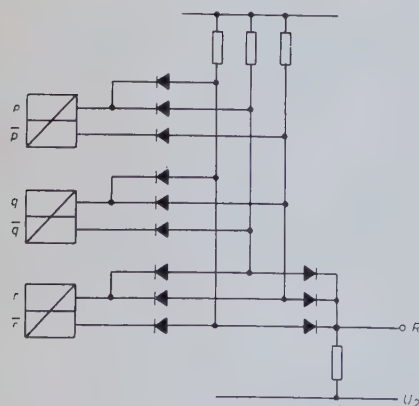


Abb. 4 (links). Schaltung für eine Aufgabe aus der Kombinatorik. Es soll ein Impuls gegeben werden, wenn genau zwei – jedoch beliebige zwei – der drei Impulsgeber eine „1“ zeigen. Abb. 5 (rechts). Schaltung für die Aufgabe, daß nur bei Vorliegen einer Reihenform 00000...11111 (nicht aber z. B. 000111011 und auch nicht bei 11100) ein Impuls abgegeben wird. (Beispiel für das Auftreten der Implikation, des „wenn so, dann so“)

$$(r \wedge p \wedge q) \vee (p \wedge q \wedge r) \vee (q \wedge p \wedge \bar{r}) \vee (p \wedge r \wedge \bar{q}) = R$$

Da der erste und letzte Term gleich sind, kann einer gemäß (20) Tab. III gestrichen werden.

Also bleibt die Lösung

$$(p \wedge q \wedge \bar{r}) \vee (p \wedge \bar{q} \wedge r) \vee (\bar{p} \wedge q \wedge r) = R$$

Die elektronische Lösung zeigt die Abb. 4.

Nun könnte man verlangen, daß der Ausgang R einen Impuls abgibt, wenn wenigstens zwei von drei Apparaten in Betrieb sind. Dann muß also noch die Möglichkeit

$$(p \wedge q \wedge r)$$

hinzugenommen werden. Es ist damit das neue Resultat R'

$$(p \wedge q \wedge r) \vee (p \wedge q \wedge \bar{r}) \vee (p \wedge \bar{q} \wedge r) \vee (\bar{p} \wedge q \wedge r) = R'$$

Dieser Ausdruck läßt sich, ohne daß man es zunächst vermutet, noch vereinfachen.

Man schreibt gemäß (20) in Tab. III noch zweimal den ersten Term dazu, so daß jetzt wieder gemäß (14) jeweils $(p \wedge q)$, $(p \wedge r)$ sowie $(q \wedge r)$ herausgenommen werden können

$$[(p \wedge q) \wedge (r \vee \bar{r})] \vee [(p \wedge r) \wedge (q \vee \bar{q})] \vee [(q \wedge r) \wedge (p \vee \bar{p})] = R$$

Da die Terme

$$\wedge (r \vee \bar{r}) \text{ usw.}$$

nach (6) und (18) gestrichen werden können, bleibt also der einfache Ausdruck

$$(p \wedge q) \vee (p \wedge r) \vee (q \wedge r) = R'$$

der für die Anzeige gilt, daß zwei oder drei der Apparate (also wenigstens zwei) eingeschaltet sind. Das letzte Ergebnis ist übrigens auch ohne die Herleitung aus dem ersten Fall leicht einzusehen. Die Schaltung zeigt Abb. 5.

3. Beispiel: Schalter für zusammenhängende Reihen

Es sei die Aufgabe gestellt, daß bei einer fortlaufenden Reihe von Geräten nur dann ein Impuls gegeben wird, wenn keine „0“ auf eine „1“ folgt. Bei Reihen, wie z. B.

p	q	r	s	t	u	v	w	...
0	1	1	1	1	1	1	1	...
0	0	0	0	1	1	1	1	...
0	0	1	1	1	1	1	1	...
0	0	0	0	0	0	0	0	...

soll also eine „1“ folgen, nicht aber bei

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ . \ .$$

Jede Stelle muß daher mit der folgenden durch ein „Wenn so, dann so“ verknüpft werden.

$$p \rightarrow q, \quad q \rightarrow r, \quad r \rightarrow s, \quad s \rightarrow t \dots$$

Diese Bedingung muß aber für alle zugleich gelten, also

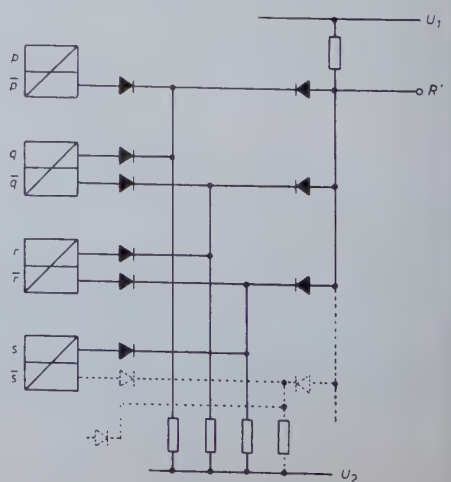
$$(p \rightarrow q) \wedge (q \rightarrow r) \wedge (r \rightarrow s) \wedge \dots = R''$$

Unter Benutzung der Tab. IV erhält man als Resultat

$$(p \vee q) \wedge (q \vee r) \wedge (r \vee s) \wedge \dots = R''$$

das sich nach Abb. 6 elektronisch darstellen läßt.

Abb. 6 (unten). Schaltung für die Aufgabe, daß bei einer fortlaufenden Reihe von Geräten nur dann ein Impuls gegeben wird, wenn keine „0“ auf eine „1“ folgt (Folgeschalter)



DK 621.397
Schwartz, E.: Fernsehtechnik. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 671—674, 1 Tab.

DK 621.397.9
Goldberg, A. A.: Three-Phase Detector for Color-TV Receivers. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 157—159, 7 Abb.

DK 621.397.9
Barnett, G. F., Bingley, F. J., Parsons, S. L., Pratt, G. W., u. Sadowsky, M.: A Beam-Indexing Color Picture Tube — The Apple Tube. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1115—1119, 7 Abb.

Elektroakustik

DK 621.395.661.1.08:621.317.73
Sabin, G. A.: Transducer Calibration by Impedance Measurements. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 705—710, 8 Abb.

DK 621.385.36:621.395.61:621.395.623.7.8:621.384
Schlechtweg, W.: Elektroakustik. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 679—680

Elektronisches Rechnen und Zählen

DK 681.142-83
Keister, G. L.: Transistor-Magnetic Analog Multiplier. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 160—163, 4 Abb.

DK 621.383:681.17
Sinker, R. A.: Photoelectric Analog Function Generator. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 178—181, 5 Abb.

DK 681.142-83
Vos, J. de: Eine Anwendung der elektronischen Analog-Rechenmaschine. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 7, S. 161

DK 681.142-83
Somerville, M. J.: A Circuit for Analogue Formation of χ^2/Z . *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 388—389, 5 Abb.

DK 681.142-83
Renwick, W.: Design of Computer Circuits for Reliability. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 380—384, 8 Abb.

DK 681.142-83:629.13.001.57
Gait, J. J., u. Nutter, J. C.: Tridac, a Research Flight Simulator. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 368—372, 9 Abb.; Nr. 344, S. 430—433, 3 Abb.

Ultraschall -

DK 534.321.9:534.133:537.228.1
Kainz, J.: Bariumtitanate als Ultraschallschwinger. *E u. M* Bd. 73 (1956) Nr. 17, S. 407—410, 8 Abb., 1 Tab.

DK 534-8.008.5
Lehfeldt: Production et applications des ultra-sons. *Mesures & Contrôle ind.* Bd. 21 (1956) Nr. 231, S. 583—588, 14 Abb.

DK 534.154
Mokhtar, M., u. Youssef, H.: Sensitive Electrodynamic Balance for Measurement of Absorption of Ultrasonic Waves in Liquids. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 651—655, 6 Abb., 2 Tab.

Nukleonik

DK 621.384.2.004.3
Cohen, P.: Que faire des déchets radioactifs? *Energie Nucléaire* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 114—121

DK 621.384.2
Fisher, C.: Préparation et maniement des sources radioactives très intenses. *Energie Nucléaire* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 91—96

DK 621.039.421
Lane, J. A.: Where Reactor Development Stands Today. *Nucleonics* Bd. 14 (1956) Nr. 8, S. 30—37, 2 Abb., 4 Tab.

Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

DK 621.318.8:621.753-52.001.4
Hansen, L. D.: Automatic Manufacturing Testing of Relay Switching Circuits. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 5, S. 1155 bis 1178, 16 Abb., 1 Tab.

DK 621.395.62.002.2.001.4
Robb, D. T.: Automatic Testing in Telephone Manufacture. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 5, S. 1129—1154, 9 Abb., 1 Tab.

DK 621.314.4.001.4:621.755-52
Cole, C. C., u. Shillington, H. R.: Automatic Machine for Testing Capacitors and Resistance-Capacitance Networks. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 5, S. 1179—1198, 12 Abb.

DK 621.398:681.142-83
Roberts, T. W.: Automatic Logging. *Instrum. & Automat.* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 1560 bis 1563, 5 Abb.

Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

Physik

DK 537.533.71

Harrower, G. A.: Dependence of Electron Reflection on Contamination of the Reflecting Surface. *Phys. Rev. Bd.* 102 (1956) Nr. 5, S. 1288—1289, 2 Abb.

DK 621.315.592.001

Pohl, R. W.: Festkörperphysik. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 604—608, 12 Abb.

DK 537.52

Schulz-Du Bois, E.: Elementarprozesse der Elektronenrekombination in verlöschenden Entladungplasmen. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 6, S. 267—269

DK 537.533.74

Daugny, L., u. Quiry, R.: Rétrodiffusion (backscattering) des électrons par les solutions et les alliages. *J. Phys. Radium* Bd. 17 (1956) Nr. 4, S. 320—325, 14 Abb.

DK 537.533.73 (083.57)

Jahrreiss, H.: Ein Übersichtsmogramm für Elektronenbengungsuntersuchungen. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 7, S. 339 bis 342, 1 Abb.

DK 537.311

Barrie, R.: Electronic Conduction in Solids with Spherically Symmetric Band Structure. *Proc. phys. Soc. Bd. 69 Part 5* (1956) Nr. 437 B, S. 553—561

DK 537.531.9

McCormick, P. T., Keiffler, D. G., u. Purzen, G.: Energy and Angle Distribution of Electrons in Bremsstrahlung. *Phys. Rev. Bd.* 103 (1956) Nr. 1, S. 29—31, 1 Abb.

DK 537.531.9

Stearns, R. L., u. Gregg, E. C.: Energy Spectrum of Electrons Produced in Aluminium by 17,8 MeV Bremsstrahlung. *Phys. Rev. Bd.* 102 (1956) Nr. 1, S. 1—3

DK 621.3.032.26

Adams, E. N., u. Argyres, P. N.: Acceleration of Electrons by an External Force Field. *Phys. Rev. Bd.* 102 (1956) Nr. 3, S. 605—606

Akustik

DK 534.839

Fenger, J. F., u. Carhart, R.: Temporary Threshold Shift as an Index of Noise Susceptibility. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 611—613, 3 Abb.

DK 534.839

Fairbanks, G., House, A. S., u. Melrose, J.: Auditory Detection of the Presence and Absence of Signals in Noise. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 614—616, 3 Abb., 1 Tab.

DK 534.839

Bilger, R. C., u. Hirsh, I. J.: Masking of Tones by Bands of Noise. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 623—630, 11 Abb.

DK 534.839:621.385 + 534.75

Sherwin, Ch. W., Kodman, F., Kovaly, J. J., Prothe, W. C., u. Melrose, J.: Detection of Signals in Noise: A Comparison between the Human Detector and an Electronic Detector. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 617—622, 8 Abb., 3 Tab.

DK 534.77

Tolhurst, G. C.: Speech Reception and Temporary Hearing Loss as a Function of Exposure to High-Level Noise. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 557 bis 560, 3 Abb.

DK 534.6:621.317.784

Schulz, T. J.: Acoustic Wattmeter. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 693—699, 8 Abb.

DK 534.24

Parker, J. G.: Reflection of Plane Sound Waves from an Irregular Surface. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 672 bis 680, 4 Abb.

DK 534.24
Heaps, H. S.: Reflection of a Plane Acoustic Wave from a Surface of Nonuniform Impedance. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 666—671, 2 Abb.

Halbleiter und Anwendungen

DK 621.315.59

Henker, H.: Halbleiter. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 677—679

DK 621.315.592 + 621.314.7

Winger, F.: Grundlagen der Halbleiter und Transistoren. *Bull. SEV* Bd. 47 (1956) Nr. 21, S. 953—964, 13 Abb.

DK 621.314.7:546.289 + 546.28

Bouriez, J.: Les diodes à pointe et à jonction de moyenne puissance au germanium et au silicium. *Electronique ind.* (1956) Nr. 10, S. 141—146, 2 Abb.

DK 538.632

Schiffers, H.: Über die Bestimmung der freien Weglänge der Leitungselektronen aus galvanomagnetischen Effekten. *Ann. Phys.* (6) Bd. 18 (1956) Nr. 1/2, S. 29—34

DK 621.314.7

Gold, L., u. Koth, L. M.: Galvanomagnetic Theory for Electrons in Germanium and Silicon: Magnetoresistance in the High-Field Saturation Limit. *Phys. Rev.* Bd. 103 (1956) Nr. 1, S. 61—66

DK 621.314.7

Groschultz, E., u. Siebertz, K.: Zur Frage der Plasmenschwingungen und -wellen in Halbleitern I. *Z. Naturforsch.* Bd. 11a (1956) Nr. 6, S. 483—491, 7 Abb.

DK 621.314.7

Stratton, R.: Surface Barriers at Semiconductor Contacts. *Proc. phys. Soc.* Bd. 69 Part 5 (1956) Nr. 457 B, S. 513—527, 6 Abb.

DK 621.314.7

Conwell, E. M.: Impurity Band Conduction in Germanium and Silicon. *Phys. Rev.* Bd. 103 (1956) Nr. 1, S. 51—61, 3 Abb.

DK 621.314.7

Horst, A.: Das Verhalten von p-n-Gleichrichten bei hohen Durchlastbelastungen. *Z. Naturforsch.* Bd. 11a (1956) Nr. 6, S. 498 bis 510, 13 Abb.

DK 621.314.7

Geist, D.: Über innere Transistorschwingungen. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 7, S. 337—339, 5 Abb.

DK 538.632:546:289

Garrett, C. G. B., u. Brattain, W. H.: Distribution and Cross-Sections of Fast States on Germanium Surfaces. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 5, S. 1041 bis 1058, 5 Abb.

DK 621.314.7:621.316.53

Moll, J. L., Tannenbaum, M., Goldey, J. M., u. Holonyak, N.: P-N-P-N Transistor Switches. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1174—1182, 9 Abb.

DK 621.314.7:621.375.4

Guggenbühl, W., u. Schneider, B.: Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. *AEU* Bd. 10 (1956) Nr. 9, S. 361—375, 31 Abb., 3 Tab.

Magnete und magnetische Werkstoffe

DK 538.1.2:621.318.1:061.3 (748)

Heck, C.: Amerikanischer Wissensstand über Ferromagnetismus. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 15, S. 521—523

DK 546.723.3:7:621.3.029.6

Utter, L. G., van: Nickel Copper Ferrites for Microwave Applications. J. appl. Phys. Bd. 27 (1956) Nr. 8, S. 723—727, 5 Abb.

DK 621.315.626.077.8:621.318.322.042.15

Weis, A.: Durchführungselemente mit Ferritkern. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 8, S. 398—402, 10 Abb.

DK 621.318.322

Zumbusch, W.: Dauermagnetssysteme. *Feinvertechn.* Bd. 60 (1956) Nr. 9, S. 311 bis 318, 5 Abb., 1 Tab.

DK 621.318.3.001.1

Cazenave, R.: Inductance mutuelle de deux bobines cylindriques circulaires coaxiales à une couche de spires jointives en fil fin. *Ann. Télécommun.* Bd. 11 (1956) Nr. 9, S. 174 bis 179

Meßtechnik, Meßgeräte

DK 53.087.355:389.6

Laban, H.: Rationalisierung der meß- und regeltechnischen Normbezeichnungen. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 7, S. 157—160

DK 621.394

Ohme, F.: Ein impulsgesteuerter Punktschreiber. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 7, S. 173—174, 2 Abb.

DK 621.385.833:548.55

Drecker, M.: Untersuchungen an Einkristalloberflächen mit Feldemissionsmikroskopem. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 8, S. 382 bis 383

DK 621.385.833

Glasser, W.: Electron Optical Image Formation Corrected with respect in Spherical Aberration. *Bull. amer. phys. Soc.* Bd. 1 (1956) Ser. II, Nr. 2, S. 84

DK 621.385.833

Milenski, G.: Elektronenmikroskopische Bilder mit einem nach O. Scherzer sphärisch korrigierten Objektiv. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 5, S. 209—215, 5 Abb.

Fotzellen, Fotoelektrik, Glimmröhren

DK 621.383:546.221.48

Droca, F.: Les cellules photoconductrices au sulfure de cadmium. *Electronique ind.* (1956) Nr. 10, S. 127—130, 4 Abb.

DK 621.383:546.221.81

Smollett, M., u. Jenkins, J. A.: The Lead Sulphide Photo-Conductive Cell. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 373—375, 8 Abb.

DK 621.383:621.318.24.025

Delafaye, L., Pierre E., u. Boig, J.: La photodiode: modulation du courant différentiel par un champ magnétique alternatif. *C. R. Acad. Sci., Paris* Bd. 242 (1956) Nr. 1, S. 98

DK 621.383

Forizic, L., u. Zschack, H.: Zeitliche Veränderungen der absoluten und spektralen Empfindlichkeit von Photozellen und Photoelementen. *Exper. Techn. d. Phys.* Bd. 4 (1956) Nr. 3, S. 111—123, 13 Abb.

Bauelemente

DK 621.317.727

Putz, R.: Der lineare Spannungsteiler. *ATM Lfg. 241* (1956) Z 65-8, S. 189—192, 7 Abb.

DK 621.319.45

Mennrich, W., u. Kampczyk, W.: Über das Verhalten des Elektrolyt-Kondensators im breitem Frequenz- und Temperaturbereich. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 9, S. 449 bis 456, 12 Abb.

DK 621.319.45:546.883:541.135.4

McLean, D. A.: Tantalum Capacitors Use Solid Electrolyte. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 176, 3 Abb.

DK 621.385.085.6:678.5

Davidson, F. J.: Plastics Encapsulation of Electronic Units. *Aero Dig.* Bd. 72 (1956) Nr. 2, S. 86—89

DK 621.314.2.029.6

Hartmann, W.: Hilfsmittel für die Berechnung induktiv gekoppelter Hochfrequenztransformatoren. *Bull. SEV* Bd. 47 (1956) Nr. 21, S. 964—970, 9 Abb.

Funkortung

DK 621.34:629.13

Electrical Equipment of Aircraft. Nature (Lond.) Bd. 177 (1956) Nr. 4522, S. 1210 bis 1212

DK 621.396.62.2

Marconi Coherent M.T.I. Radar on 50 cms. Marconi Rev. Bd. 19 (1956) Nr. 121, S. 33 bis 60, 4 Abb.

DK 621.396.11.029.6:523.53

McKibby, D. W. R.: Radar Echo Duration and Height of a Perseid Meteor. *J. atmos. terr. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 2, S. 76—82

DK 621.396.967.33 (492)

Meer, J. van der: Harbour Radar in The Netherlands. Range (1956) Nr. 4, S. 10—13, 5 Abb.

DK 538.566:621.396.9

Roesler, E.: Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, Funkortung und Radioastronomie. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 665—667

DK 621.396.932.1

Gabler, H., Greeky, G., u. Wächter, M.: Zur Analyse von Funkpeilungen beim Auftreten von Drehfeldern. *AEU* Bd. 10 (1956) Nr. 9, S. 383—391, 12 Abb., 4 Tab.

DK 621.396.96.001.5

Bickel, H. J., u. Bernstein, R. I.: Radar Simulator for Laboratory Use. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 170—173, 9 Abb.

DK 621.396.96:621.376.3

Ismail, M. A. W.: A Precise New System of FM Radar. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1140—1145, 11 Abb.

DK 621.396.962.3

Swerling, P.: Maximum Angular Accuracy of a Pulsed Search Radar. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1146—1154, 4 Abb.

DK 621.396.969.33

Andrews, S. T.: Navigational Radar for Small Ships. *Brit. Commun. & Electronics* Bd. 3 (1956) Nr. 1, S. 26—30

Beischer, H. R., u. Webster, J. C.: Intelligibility of UHF and VHF Transmissions at Towers. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 561—564, 1 Abb., 3 Tab.*

Isank, R. D.: Underwater Communication. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 556—557*

Rauschen

Horner, F., u. Harwood, J.: An Investigation of Atmospheric Radio Noise at Very Low Frequencies. *Proc. IEE Bd. 103 (1956) Teil B, Nr. 12, S. 743—751, 11 Abb.*

Viel, K. M. van, u. Blok, J.: Electronic Noise in Photoconducting Insulators. *Physica Bd. 22 (1956) Nr. 6, S. 525—540, 3 Abb.*

Pözel, H.: Zur Änderung der Leistungsspektren in Elektronenstrahlen. *AEÜ Bd. 10 (1956) Nr. 9, S. 376—382*

Funktechnik

Koch, E., u. Kotowski, P.: Funkgeräte. *ETZ-A Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 668—671*

Mann, P. A., u. Mezger, P.: Das Auflösungsvermögen der Hochfrequenzempfangsanlage des Radio-Teleskops. *Telefunken Z. Bd. 29 (1956) Nr. 113, S. 182 bis 191, 2 Abb.*

Pederzani, Th.: Überlegungen zum Bau der Radio-Sternwarte auf dem Stockert. *Telefunken Z. Bd. 29 (1956) Nr. 113, S. 157 bis 166, 13 Abb., 1 Tab.*

Mezger, P., u. Priester, W.: Die Radiostrahlung des interstellaren Gases und das Prinzip ihrer Messung. *Telefunken Z. Bd. 29 (1956) Nr. 113, S. 152—156, 4 Abb.*

Marty, T. V. S.: Design and Development of a Simple Ionospheric Equipment. *J. sci. & ind. Res. Bd. 15 Sect. A (1956) Nr. 2, S. 70—74*

Laufzeitröhren, Beschleuniger

Skulák, J., u. Holan, V.: Wendeleitung für Krebsröhren (Carcinotrons). *Staboproudý Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 3, S. 123—129, 16 Abb. (Tschech.)*

Sekiguchi, T.: Measurements of Electronic Admittance of Parallel-Plane Electron Tubes in the Centimetre-Wave Region. *J. Inst. Electr. Commun. Engrs. Japan Bd. 38 (1956) Nr. 6, S. 453—459*

Übertragungstechnik

Schober, H.: Informationstheorie in Optik und Fernsehen. *Optik Bd. 13 (1956) Nr. 8, S. 350—364, 2 Abb.*

Kuden, H.: Die Entwicklung der Übertragungstechnik. *ETZ-A Bd. 77 (1956) Nr. 15, S. 505—511, 11 Abb.*

Klein, M. L., Williams, F. K., u. Morgan, H. C.: Information Theory. *Instrum. & Automat. Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 1519 bis 1520, 1 Abb.*

Preßler, H.: Die Richtfunkverbindungen als Glieder des allgemeinen Nachrichtennetzes. *ETZ-A Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 612—619, 6 Abb.*

Browne, I. C., Bullough, K., Evans, S., u. Kaiser, T. R.: Characteristics of Radio Echoes from Meteor-Trails. Part 2: The Distribution of Meteor Magnitudes and Masses. *Proc. phys. Soc. Bd. 69 (1956) Nr. 1, S. 83—97*

Keil, H.: Filter und Laufzeitzerzer für die Fernsehübertragung auf Kabeln. *NTZ Bd. 9 (1956) Nr. 10, S. 469—475, 18 Abb.*

Flanagan, J. L.: Band Width and Channel Capacity Necessary to Transmit the Formant Information of Speech. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 592—596, 3 Abb., 2 Tab.*

Chang, S.-H.: Two Schemes of Speech Compression System. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 565—572, 13 Abb.*

Vilbig, F., u. Haase, K. H.: Some Systems for Speech-Band Compression. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 573 bis 577, 5 Abb.*

Elektronenröhren

Four-Gun-Cathode-Ray Tube. J. sci. Instrum. Bd. 33 (1956) Nr. 1, S. 38—39

Bell, R. L.: The Omegatron as a Leak Detector. *Rev. sci. Instrum. Bd. 27 (1956) Nr. 7, S. 269—272, 3 Abb.*

Manfredi, R. E., u. Nolte, H. J.: Applications of Ceramics to Vacuum Tubes. *Amer. Cer. Soc. Bull. Bd. 35 (1956) Nr. 3, S. 105—107*

Kleen, W.: Elektronenröhren. *ETZ-A Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 674—677*

Stoll, S. J.: Origin and Analysis of Gas in Electron Tubes. *Brit. J. appl. Phys. Bd. 7 (1956) Nr. 3, S. 94—96*

Elektronenoptik

Brown, A. F.: Industrial Applications of the Electron Microscope. *Nature (Lond.) Bd. 178 (1956) Nr. 4525, S. 129—131*

Borries, B. v.: Gegenwärtige Entwicklungslinien in der Elektronenmikroskopie. *Optik Bd. 13 (1956) Nr. 8, S. 377—378*

Yamaguchi, S.: Über die Temperaturenhöhung der Objekte im Elektronenstrahl. *Z. angew. Phys. Bd. 8 (1956) Nr. 5, S. 221 bis 222, 2 Abb.*

Holland, L.: A Replica Technique for "Deflexion" Electron Microscopy. *Brit. J. appl. Phys. Bd. 7 (1956) Nr. 3, S. 113*

Hoffman, G. R.: Coplanar Mesh Storage. *Brit. J. appl. Phys. Bd. 7 (1956) Nr. 3, S. 102—108*

Sakaki, Y., u. Möllenstedt, G.: Beitrag zur Verwendung von Spitzenkathoden in der Elektronenoptik. *Optik Bd. 13 (1956) Nr. 5, S. 193—200, 8 Abb.*

Olsson, B. G.: Eine einfache Methode zur Berechnung von maximaler Verstärkung, kritischer Frequenz und Dämpfung in rückgekoppelten Verstärkern. *Regelungstechn. Bd. 4 (1956) Nr. 6, S. 143—147*

Davies, B. F.: Wide-Band Linear R.F. Amplifier. *Wireless Wld. Bd. 62 (1956) Nr. 9, S. 446—449, 4 Abb., 3 Tab.*

Belrose, J. S.: Selective Bandpass I.F. Amplifiers. *Wireless Wld. Bd. 62 (1956) Nr. 9, S. 435—438, 10 Abb.*

Kühse, H.: Gegenkopplung und Kompensation bei Meßverstärkern. *ATM Lfg. 247 (1956) S. 81-R 88, 1 Abb., 1 Tab.*

Tenick, F. H.: Transistor Pulse Regenerative Amplifiers. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35 (1956) Nr. 5, S. 1085—1114, 13 Abb.*

Marlow, M. N.: Eine Verstärkeranlage für Infrarotspektrophotometer. *Exper. Techn. d. Phys. Bd. 4 (1956) Nr. 1, S. 31—42, 3 Abb.*

Heiland, G., u. Mollwo: Ein Demonstrationsversuch zur Mit- und Gegenkopplung. Naturwiss. Bd. 43 (1956) Nr. 12, S. 265 bis 271, 10 Abb.

Pajgr, M.: Breitbandverstärker mit Rückkopplung für Mehrfachsysteme der Nachrichtentechnik. *Staboproudý Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 3, S. 134—141, 14 Abb. (Tschech.)*

Antennen

Benz, F.: Übersicht über die Entwicklung der Antennentechnik. *E u. M Bd. 73 (1956) Nr. 19, S. 453—461, 30 Abb.*

Salzer, H. E.: Aerial Pattern Synthesis. *Wireless Eng. Bd. 33 (1956) Nr. 10, S. 240 bis 244, 1 Tab.*

Cheng, D. K.: Microwave Aerial Testing at Reduced Ranges. *Wireless Eng. Bd. 33 (1956) Nr. 10, S. 234—237, 4 Abb.*

Chahid, W.: The Shunt Resistance of Linear Accelerators. *C. R. Acad. Sci., Paris, Bd. 242* (1956) Nr. 2, S. 244—247

DK 621.373.423

Forge, L. H. la: Application of Ceramic Sections in High-Power Pulsed Klystrons. *Amer. cer. Soc. Bull. Bd. 35* (1956) Nr. 3, S. 117—122, 127

DK 621.375.2:621.3.029.64

Klein, W., u. Fritz, W.: Doppelwendel-Wanderfeldleistungsrohre mit 50 dB Verstärkung für 4000 MHz. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 10, S. 476—482, 17 Abb.

DK 621.396.615.141

Fritz, V.: Die Berechnung von Grundparametern für Resonanzsysteme von Magnetrons. *Stalopoudy Obz. Bd. 17* (1956) Nr. 8, S. 430—438, 7 Abb., 1 Tab. (Tschech.)

DK 621.373.423

La Plante, R. A.: Nonmicrophonic Klystron. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 238—246, 4 Abb.

DK 621.373.423

Bel, R. L., u. Hilier, M.: An 8-mm Klystron Power Oscillator. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 9, S. 1155—1159, 3 Abb.

DK 621.373.423

Paddington, J. H.: Growing Electric Space-Charge Waves and Heff's Electron-Wave Tube. *Phys. Rev. Bd. 101* (1956) Nr. 1, S. 14—16

DK 621.385.16

Coste, J., u. Dekoria, J. L.: Oscillations de plasma et fréquences de résonance dans un magnétron en régime de Brillouin. *C. R. Acad. Sci., Paris, Bd. 242* (1956) Nr. 1, S. 87—90

Schwingungserzeuger

DK 621.373.4

Makou, D.: Novel Circuit for a Stable Variable Frequency Oscillator. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 8, S. 1031—1036, 4 Abb.

DK 621.373.4:621.376.4:551.510.52

Habard, R. W., u. Thompson, M. C.: Phase Generator for Tropospheric Research. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 220—223, 4 Abb.

Mikrowellentechnik

DK 621.317.762.029.6

MacPherson, A. C., u. Kerns, D. M.: A New Technique for the Measurement of Microwave Standing-Wave Ratios. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 8, S. 1024—1030, 7 Abb.

DK 621.373.421.14:621.396.662

Haywood, W. M.: A Method of Tuning Resonant Cavities. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 243, S. 393—397, 4 Abb., 2 Tab.

DK 621.372.8

Brown, J., u. Clarricote, P. J. B.: Waveguide Components with Non-Reciprocal Properties (Part 2). *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 343, S. 376—379, 12 Abb.

DK 621.372.56

Epprecht, G. W.: Koaxiale magnetische Antennatoren großer Bandbreite. *Techn. Mit. PTJ Bd. 34* (1956) Nr. 7, S. 281 bis 285, 10 Abb.

DK 621.372.8

King, A. P.: Observed 5—6 mm Attenuation for the Circular Electric Wave in Small and Medium-Sized Pipes. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 5, S. 1115 bis 1128, 10 Abb., 2 Tab.

Wellenausbreitung

DK 621.317.328

Beckmann, B., u. Vogt, K.: Über die Messung des Streukoeffizienten bei der Rückstreuung von Kurzwellen-Telegraphiesignalen. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 10, S. 441 bis 448, 15 Abb., 1 Tab.

DK 551.510.535

Mambo, M.: On the Deviate from the Mean Value of $\cos^2 \theta$. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 13, S. 181—187, 4 Abb.

DK 621.396.11

Poeverlein, H.: Große Reichweiten von m-, dm- und cm-Wellen. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 5, S. 244—254, 8 Abb.

DK 621.396.11

Chapman, F. W., u. Macario, R. C. V.: Propagation of Audio-Frequency Radio Waves to Great Distances. *Nature (Lond.) Bd. 177* (1956) Nr. 4516, S. 930—933, 4 Abb.

DK 621.396.11

Haddenhorst, H. G.: Durchgang von elektromagnetischen Wellen durch inhomogene Schichten. II. Absorption von elektromagnetischen Wellen. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 6, S. 284—287, 6 Abb.

DK 621.396.11.029.5:621.317.342

Ashwell, G. E., u. Fowler, C. S.: Low-Frequency Ground Waves. *Wireless Engng. Bd. 33* (1956) Nr. 10, S. 245—250, 5 Abb.

DK 551.510.535 (52)

Kasuya, I., Saito, K., u. Yamashita, I.: Comparison of the Values of (M 3000) F₂ at the Four Observatories in Japan. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 13, S. 161 bis 175, 10 Abb., 5 Tab.

DK 621.396.812.029.58

Sinno, K.: On the Radio Propagation Disturbances. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 13, S. 155—160, 6 Abb.

DK 621.396.11.029.58, 313

Shibata, H., Arima, Y., u. Oyuchi, T.: On the Degree of Suitability of Ionospheric Prediction. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 13, S. 177—180, 2 Abb.

DK 621.396.11.029.6:551.510.535

Little, C. F., Bayton, W. M., u. Roaf, R. B.: Review of Ionospheric Effects at VHF and UHF. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 8, S. 992—1018, 4 Tab.

DK 621.396.812.3:551.5

Hirao, K.: Fading of the Ultra-Short Wave and its Relation to the Meteorological Conditions. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 13, S. 189—246, 47 Abb., 4 Tab.

DK 621.396.812.5.029.5/6

Wiabar, H.: Wellenstreuung und meteoroidische Einflüsse auf kurzen und den benachbarten ultrakurzen Wellen. *AET Bd. 10* (1956) Nr. 8, S. 343—352, 12 Abb., 1 Tab.

Impulsverfahren

DK 621.319.4.016.24.018.752

Eisenlohr, H.: Die Wirkleistung in einem verlustbehafteten Kondensator bei Belastung mit einer Rechteckimpulsfolge. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 9, S. 292—293, 2 Abb.

DK 621.374.44:621.314.7

Wuthall, L. R.: Transistorized Binary Pulse Regenerator. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 5, S. 1059—1084, 13 Abb.

DK 621.385.001.4:621.374.44

Hamers, H. O., u. Marselle, A.: A Double and Sliding Pulse Generator for Testing Electronic Instruments Used in Nuclear Physics. *Physica Bd. 27* (1956) Nr. 6, S. 563—568, 4 Abb.

DK 621.374:621.396.61/62

Filipowsky, R.: Electrical Pulse Communication Systems III. Transmission and Reception Problems in Pulse Systems. *J. brit. IRE Bd. 16* (1956) Nr. 1, S. 40—58

Netzwerke, Filter

DK 621.385.2:621.372.63.001.1

Schlauß, A., u. Jacobs, A. B.: Transfer Functions of Diode Networks. *Tele-Tech Bd. 15* (1956) Nr. 2, S. 126—129

DK 621.372.6.001.1

O'Dell, T. H.: The Analysis of Three-Terminal Null Networks. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 343, S. 398—400, 6 Abb.

DK 621.372.5

Meinke, H.: Synthese verlustfreier Vierpole aus Leitungen mit ortsabhängigem Wellenwiderstand. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 10, S. 457—461, 5 Abb.

DK 621.372.54

Fetzer, V.: Das Übertragungsmaß von Netzwerken mit vorgeschobenem Einschwingvorgang. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 10, S. 462 bis 468, 13 Abb., 2 Tab.

DK 621.372.54

Cohn, S. B., u. Coale, F. S.: Directional Channel-Separation Filters. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 8, S. 1018—1024, 9 Abb.

DK 621.39.001:621.396.96

Droczyn, V.: Die Integration eines periodischen Signals als Filtrationsprozeß. *Stalopoudy Obz. Bd. 17* (1956) Nr. 8, S. 444 bis 447, 5 Abb. (Tschech.)

DK 621.372.4

Rouland, R. O.: By-Pass Filters. *Wireless Engng. Bd. 33* (1956) Nr. 10, S. 238—240, 7 Abb.

Empfänger

DK 621.396.62:621.314.7:629.1.018.76

Schwarz, S.: Transistorized Receiver for Vehicular Radio. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 217—219, 3 Abb.

DK 621.396.62:621.314.7

Thanna, P.: Pocket Transistor Receiver. *Wireless Wld. Bd. 62* (1956) Nr. 11, S. 538 bis 540, 5 Abb.

Verstärker

DK 621.375.2.024

Sokolov, A. A.: Brücken-Kompensations-schemata für Gleichstromverstärkerstufen mit Elektronenröhren. *Atom. i Telemekh. Bd. 17* (1956) Nr. 4, S. 353—361, 1 Abb. (Russ.)

DK 621.375

Konstruktionsprinzipien magnetischer Verstärker mit geringer Ansprechempfindlichkeit. *Automatika i Telemekhika Bd. 17* (1956) Nr. 1, S. 66—77 (Russ.)

Eigenschaften des Sprechkopf-Feldes von Magnettongeräten

DK 681.84.083.8.001:538.311

Nachdem in der vorhergehenden Arbeit des Verfassers¹⁾ die Grundlagen für die Berechnung des Magnetisierungsfeldes von Magnettongeräten und seine grafische Darstellung erörtert wurden, sollen nachstehend diejenigen seiner physikalischen Eigenschaften besprochen werden, die für das Verständnis des Magnetisierungsvorganges von besonderem Interesse sind.

1. Lokalisation der Magnetisierung

Bei der Betrachtung des Magnetisierungsfeldes (Abb. 3, 4, 5)¹⁾ fällt als erstes die ausgeprägte Singularität in der Umgebung der Spaltkanten auf. Sie bewirkt, daß das Tonband im wesentlichen nur in einer dünnen Oberflächenschicht magnetisiert wird und die Größe der Magnetisierung sehr empfindlich von der Art und Weise abhängt, wie das Band am Kopf anliegt, also von der Oberflächenbeschaffenheit des Bandes und des Kopfes sowie von dem durch den Bandzug verursachten Andruck. Bei einer Spaltbreite von $s = 28 \mu$ und einer Banddicke von $d = 40 \mu$ entspricht der Abstand der Bandrückseite vom Kopfspiegel einem Kurvenparameter von etwa 1,4. Der Parameterbereich der in den Abb. 4 und 5¹⁾ eingezeichneten Kurven umfaßt demnach nicht mehr als nur etwa die Hälfte des Bandquerschnitts.

Die hohe Feldstärke in der Nähe der Kanten ist auch dafür verantwortlich, daß die magnetische Sättigung bei wachsender Aussteuerung zuerst an der Bandvorderseite einsetzt und sich dann nur allmählich über den gesamten Bandquerschnitt ausbreitet. Abb. 1 zeigt eine charakteristische Aussteuerungskennlinie (aufgenommen ohne den Zusatz des linearisierenden HF-Vormagnetisierungsstromes) im Vergleich zu einer zweiten Kennlinie, bei der das Band dadurch homogen in Querrichtung magnetisiert wurde, daß es durch den Schlitz eines Elektromagneten hindurchlief. Bei dieser Kennlinie ist deutlich das schärfere Umbiegen in den Sättigungsteil zu erkennen, wie es einer normalen Magnetisierungskennlinie entspricht.

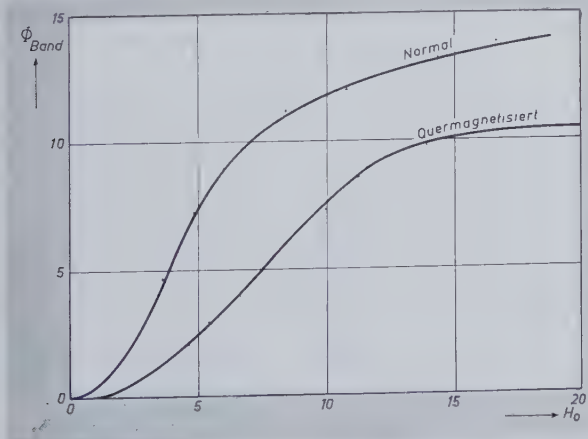


Abb. 1. Aussteuerungskennlinien für ein normal- und ein quermagnetisiertes Band (ohne HF-Vormagnetisierung); $f = 23 \text{ Hz}$

2. Reichweite des Magnetfeldes

Ein weiterer ins Auge fallender Umstand ist die relativ große Reichweite des Feldes in der Längsrichtung (Laufrichtung) des Bandes. Sie nimmt mit wachsendem Abstand vom Spiegel zu und kann definiert werden als eine von der Stelle des Feldmaximums aus gerechnete

Strecke Δy , längs derer die Feldstärke um einen bestimmten Bruchteil, z. B. um den e -ten Teil, abgenommen hat. Da die Feldstärke nicht exponentiell abfällt, ist dies allerdings nur ein qualitatives Maß der Reichweite. Abb. 2 zeigt in doppeltlogarithmischem Maßstab aufgetragen die auf die Spaltbreite s bezogene Reichweite Δy in Abhängigkeit von dem relativen Spiegelabstand x/s . Daraus geht hervor, daß die Reichweite der Längskomponente im wesentlichen dem Abstand x proportional ist, mit Ausnahme des gestrichelt gezeichneten anomalen Bereiches, in dem sich das Feldmaximum von der Spaltkante zur Spaltmitte hin verlagert (vgl. Abb. 4¹⁾).

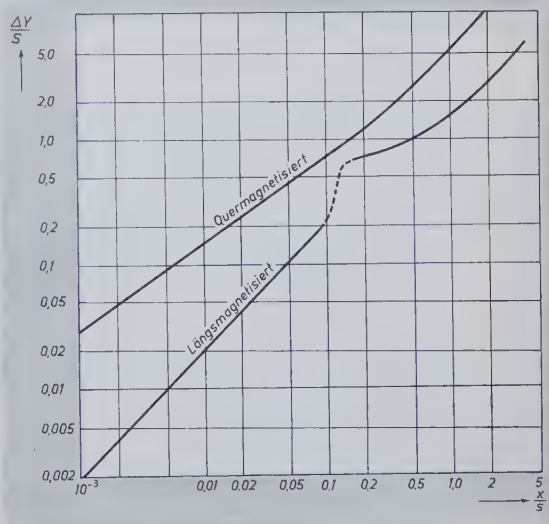


Abb. 2. Relative Reichweite in Abhängigkeit vom Spiegelabstand

Im Proportionalbereich ist die Reichweite damit unabhängig von der Spaltbreite. Bei der Querkomponente liegen die Verhältnisse etwas anders. Ganz abgesehen davon, daß die Reichweite hier erheblich größer ist, besteht keine Proportionalität mehr, sondern es ist

$$\Delta y \sim \sqrt[3]{s \cdot x^2}$$

3. Frequenzgang der Magnetisierung

Die große Reichweite des Feldes verlockt zu der Hypothese, daß die mit wachsender Frequenz des Magnetisierungsstromes zunehmende Dämpfung der remanenten Magnetisierung wenigstens zum Teil dadurch bedingt ist, daß jedes im Feldmaximum aufmagnetisierte Banelement beim weiteren Durchgang durch das Einflußgebiet des Sprechkopfes noch weiteren entmagnetisierend wirkenden Zyklen ausgesetzt ist, deren Zahl mit wachsender Frequenz zunimmt [8]. Die nach Lübeck [2] durch einen Faktor $e^{-\lambda_0/\lambda}$ (λ = Wellenlänge einer Periode auf dem Band, $\lambda_0 = 200 \dots 300 \mu$) beschreibbare Dämpfung wurde bisher allein durch das Wirken der Selbstentmagnetisierung erklärt, ohne daß diese Erklärung jedoch in allen Teilen befriedigt; denn es ist schwer einzusehen, warum die starke innere Entmagnetisierung der aus einzelnen Partikeln bestehenden Tonbandmagnete so sehr von ihrer Länge abhängen soll, solange diese groß ist gegen die Dicke der magnetisierten Oberflächenschicht. Der Entmagnetisierungsfaktor langer, dünner Stabmagnete ist bekanntlich Null.

Ein besonders krasses Beispiel einer durch den Magnetisierungsvorgang bedingten Dämpfung bietet der bereits erwähnte Fall des quer-

¹⁾ Nottebohm, H.: Das Feld des Sprechkopfes von Magnettongeräten. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 306—307

magnetisierten Bandes. Wegen des breiten Luftspaltes (3 mm) und der damit verbundenen großen Reichweite des Feldes ist die Dämpfung hier besonders groß. (Die Bandgeschwindigkeit war 76 cm/s.) Abb. 3 zeigt den gemessenen Frequenzgang, der gemäß dem Lübeck'schen Exponentialgesetz in der halblogarithmischen Darstellung eine

Für eine Quermagnetisierung spricht, daß das Band vor dem endgültigen Verlassen des Kopfes einem Querfeld ausgesetzt ist, während experimentelle Befunde mehr auf eine Längsmagnetisierung hindeuten [14]. Bei einer reinen Quermagnetisierung müßte sich der Fluß durch das Joch des Wiedergabekopfes erhöhen, wenn man durch ein an die Bandrückseite gehaltenes Stückchen Mumetall den dort austretenden Kraftlinien einen bequemen Weg bietet. Dieser Versuch fällt negativ aus. Daraus kann aber nicht auf eine völlige Abwesenheit von Quermagnetisierung geschlossen werden, da bei einer gleichzeitig vorhandenen Längskomponente eine Teilung des Längsflusses stattfindet, die den Fluß im Wiedergabekopf schwächt und somit den gewünschten Effekt verdecken kann.

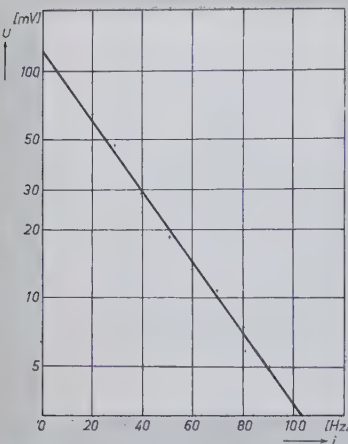
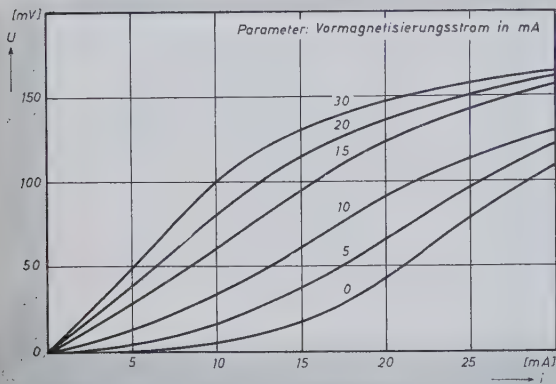


Abb. 3. Frequenzgang über den Quermagnetisierungskopf

Abb. 4. Aussteuerungskennlinien mit 200 Hz Niederfrequenz und 11 kHz Vormagnetisierung, aufgenommen über einen Löschkopf



Gerade werden muß, nämlich dann, wenn man die Frequenz linear und das Magnetisierungsmaß logarithmisch aufträgt. Als solches dient die Ausgangsspannung eines integrierenden Wiedergabeverstärkers (Frequenzgang $\sim 1/j\omega$), der sich in seiner Wirkungsweise dadurch auszeichnet, daß die Amplitude der Wiedergabespannung unabhängig ist von der Geschwindigkeit, mit der man das Band am Wiedergabekopf vorbeilaufen läßt.

Interessant ist auch, daß sich die Dämpfung nur geringfügig erhöht, wenn bei der Aufnahme eine hochfrequente Vormagnetisierung hinzugefügt wird, wie es zur Erreichung einer linearen Kennlinie notwendig ist. Abb. 4 zeigt eine solche Linearisierung.

Um die Einzelvorgänge meßtechnisch besser erfassen zu können, wurden die Aufnahmen mit einer erniedrigten Vormagnetisierungsfrequenz von 11 kHz mit Hilfe eines Magnetisierungskopfes größerer Spaltbreite gemacht (es fand ein Löschkopf mit einer Spaltbreite von 0,42 mm Verwendung).

Die Dämpfung ist nur um etwa 20% größer als bei Verwendung eines normalen Magnetisierungskopfes mit einer um den Faktor 15 kleineren Spaltbreite. Das steht nicht im Widerspruch zu der bezüglich der Dämpfung gemachten Hypothese, da die Reichweite des Feldes für Banelemente, die im gleichen Abstand vom Kopf vorbeilaufen, bei der Querkomponente nur wenig und bei der Längskomponente überhaupt nicht von der Spaltbreite abhängt.

4. Richtung der Magnetisierung

Darüber, ob der Tonträger im wesentlichen längs oder quer zu seiner Laufrichtung magnetisiert ist, gehen die Meinungen noch auseinander. Auch die genaue Kenntnis des Magnetisierungsfeldes läßt vorläufig noch keine Entscheidung zu.

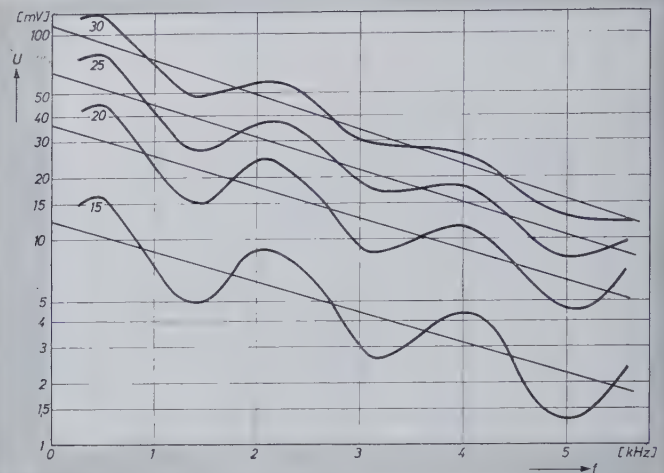


Abb. 5. Frequenzgang des Bandflusses bei der Aufnahme über einen Löschkopf (ohne Hochfrequenz-Vormagnetisierung). Parameter: Sprechstrom in mA

Unabhängig von solchen Überlegungen ist zu vermuten, daß die Richtung der Magnetisierung wenigstens bei nicht zu hohen Frequenzen mit der Laufrichtung des Bandes etwa einen Winkel von 45° einschließt. Das folgt als indirektes Ergebnis aus den nachstehend geschilderten Versuchen.

Bei der bereits erwähnten Versuchsanordnung mit breitem Spalt des Magnetisierungskopfes (0,42 mm) wurden ohne hochfrequente Vormagnetisierung die in Abb. 5 wiedergegebenen Frequenzgänge bei verschiedenen Aussteuerungen gemessen. Es ist wieder der Effektivwert der über den integrierenden Wiedergabeverstärker gewonnenen Spannung in logarithmischem Maß gegen die linear aufgetragene Frequenz angegeben (Bandgeschwindigkeit 76 cm/s).

Danach hat der Frequenzgang neben der zu erwartenden exponentiellen Abnahme eine periodische Struktur mit der konstanten Perio-

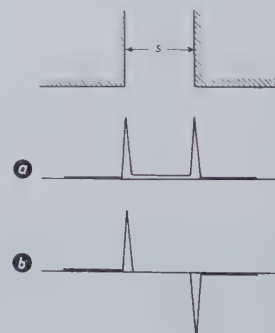


Abb. 6. Schematischer Feldverlauf in unmittelbarer Spiegelhöhe. a) Längskomponente b) Querkomponente

denlänge von $1840 \text{ Hz} \pm 40$. Sie ist um so ausgeprägter, je geringer die Aussteuerung ist, und bleibt auch beim Zusatz der hochfrequenten Vormagnetisierung, wenn auch schwach, erhalten.

Der Effekt läßt sich in folgender Weise deuten: Die Verwendung eines Kopfes mit relativ breitem Spalt bewirkt, daß das Band ganz innerhalb desjenigen Feldbereiches verläuft, der sich durch seine ausgeprägten, an den Spaltkanten konzentrierten Maxima auszeichnet. In Abb. 4¹⁾ und 5¹⁾ entspricht der Abstand der Bandrückseite vom

Spiegel dem Parameterwert 0,1; d.h., auch die Feldlängskomponente hat in diesem Fall stets zwei Maxima, die, entsprechend dem schematischen Feld in Abb. 6, im Gegensatz zu denen der Querkomponente an beiden Spaltkanten in gleicher Richtung wirken.

Gestützt auf die Erfahrungstatsache, daß sich bei hinreichend schwachen Feldern die Magnetisierungen additiv verhalten (z.B. beim Kopiereffekt), kann angenommen werden, daß an jeder Spalt-

$$\Phi \approx A \sin \frac{2\pi}{\lambda} y + B \sin \frac{2\pi}{\lambda} (y+s) + C \cos \frac{2\pi}{\lambda} y - D \cos \frac{2\pi}{\lambda} (y+s) \quad (2)$$

Durch Anwendung der Additionstheoreme und einige weitere Umformungen erhält man (3)

$$\Phi \approx \sqrt{A^2 + B^2 + C^2 + D^2 + 2(AB+CD) \sin \frac{2\pi}{\lambda} s + 2(AB-CD) \cos \frac{2\pi}{\lambda} s \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot y + \alpha \right)} \quad (3)$$

kante eine Magnetisierung getrennt nach Längs- und Querkomponente erfolgt, deren Resultierende in allererster Näherung die vektorielle Summe der Einzelmagnetisierungen sein wird.

Wenn an der ersten Kante eine als sinusförmig vorausgesetzte Magnetisierung M_1 erzeugt wird

$$M_1 \sim \sin \frac{2\pi}{\lambda} \cdot y$$

wobei λ = Wellenlänge auf dem Band, y = Koordinate in Laufrichtung des Bandes von einem festen Punkt des Bandes aus gerechnet ist, so wird die von der zweiten Kante herrührende Magnetisierung gegenüber der ersten eine räumliche Phasenverschiebung von der Breite s des Spaltes haben

$$M_2 \sim \sin \frac{2\pi}{\lambda} (y+s)$$

Getrennt nach Längs- und Querkomponente ergibt sich

$$\begin{aligned} M_{\text{längs}} &= A \sin \frac{2\pi}{\lambda} y + B \sin \frac{2\pi}{\lambda} (y+s) \\ M_{\text{quer}} &= C \sin \frac{2\pi}{\lambda} y - D \sin \frac{2\pi}{\lambda} (y+s) \end{aligned} \quad (4)$$

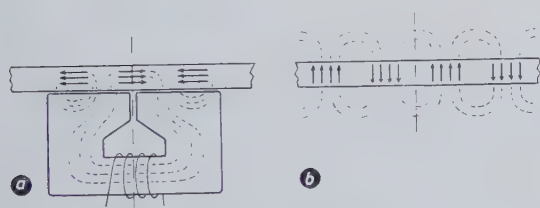


Abb. 7. Wiedergabe bei Längs- und bei Quermagnetisierung (schematisiert)
a) Längsmagnetisierung, b) Quermagnetisierung

Die Koeffizienten A , B , C und D sollen der Allgemeingültigkeit halber zunächst als willkürlich, aber > 0 , angenommen werden.

Vor der Zusammensetzung zu einem resultierenden, der Magnetisierung proportionalen Hörfopfuss muß auf einen charakteristischen Unterschied von Längs- und Quermagnetisierung beim Wiedergabevorgang aufmerksam gemacht werden. Abb. 7 erläutert schematisch den Sachverhalt. Die Richtung der sinusförmigen Magnetisierung ist in Abb. 7a längs und in Abb. 7b quer zur Laufrichtung des Bandes angenommen. Der am Band anliegende Mumetallringkern wirkt als magnetischer Kurzschluß für die aus dem Band austretenden Kraftlinien, die wegen des eine magnetische Isolierung darstellenden Spaltes fast vollständig die Wicklung durchsetzen. Wegen des Satzes

$$\oint \mathfrak{B} \, df = 0$$

(angewandt auf eine durch die gestrichelte Gerade gehende Fläche) hat der Kernfluß Φ gerade dann sein Maximum, wenn auch die Längsmagnetisierung im Band ihr Maximum hat, d.h., Magnetisierung und Kernfluß sind konphas. Anders verhält es sich bei der Quermagnetisierung. Wie aus Abb. 7b zu ersehen ist, hat der Kernfluß sein Maximum an einer Stelle, an der die Bandmagnetisierung gerade einen Nulldurchgang hat; d.h., Magnetisierung und Kernfluß haben eine Phasenverschiebung von einer Viertelwellenlänge.

Mit Berücksichtigung dieses Umstandes bei der Zusammensetzung der Längs- und der Quermagnetisierung zu einem resultierenden Kernfluß wird nach (1)

Neben der unwesentlichen — nicht näher ausgerechneten — Phase α zeigt der Amplitudenfaktor in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ einen periodischen Verlauf. Mit der Umrechnung auf die Frequenz f gemäß $f = v/\lambda$ ergibt sich in Übereinstimmung mit dem experimentellen Befund eine Periodenlänge in den konstanten Frequenzabständen

$$f = \frac{v}{s} = 1800 \text{ Hz} \quad (4)$$

bei einer Bandgeschwindigkeit von $v = 76 \text{ cm/s}$ und einer Spaltbreite von $s = 0,42 \text{ mm}$. Die richtige Phasenlage der Periodizität erhält man beim Nullsetzen des in (3) vor dem \cos -Glieder stehenden Faktors, also für

$$AB = CD \quad (5)$$

Diese Bedingung bedeutet, daß die Aufzeichnung etwa zu gleichen Teilen von der Längs- und von der Quermagnetisierung getragen wird. Mit wachsender Aussteuerung überwiegt der Einfluß der zweiten Feldsingulartät an der Ablaufkante ($A \rightarrow 0$, $C \rightarrow 0$ unter Innehaltung der Bedingung (5)); die Schwankungsbreite der Periodizität wird geringer, ihr Verlauf schmiegt sich immer mehr der Geraden an, die der Lübeckischen Dämpfungsfunktion entspricht.

Schrifttum

- [1] Ollendorff, F.: Potentialfelder der Elektrotechnik. Berlin 1932, Springer-Verl.
- [2] Lübeck, H.: Magnetische Schallaufzeichnung mit Filmen und Ringköpfen. Akust. Z. Bd. 2 (1937) Nr. 6, S. 273—295
- [3] Schüller, E.: Magnetische Schallaufzeichnung. ETZ Bd. 56 (1935) Nr. 45, S. 1219—1221
- [4] Toomin, H., u. Wildfeuer, D.: The Mechanism of Supersonic Frequencies as Applied to Magnetic Recording. Proc. IRE Bd. 32 (1944) Nr. 11, S. 664—668
- [5] Clark, D. I., u. Merrill, L. L.: Field Measurement on Magnetic Recording Heads. Proc. IRE Bd. 35 (1947) Nr. 12, S. 1575—1579
- [6] Camras, M.: Graphical Analysis of Linear Magnetic Recording Using High-Frequency Excitation. Proc. IRE Bd. 37 (1949) Nr. 5, S. 569—573
- [7] Zenner, R. E.: Magnetic Recording with AC Bias. Proc. IRE Bd. 39 (1951) Nr. 2, S. 141—146
- [8] Muckenhirn, W.: Recording Demagnetization in Magnetic Tape Recording. Proc. IRE Bd. 39 (1951) Nr. 8, S. 891—897
- [9] Guckenburger, W.: Die Wechselbeziehungen zwischen Magnettonband und Ringkopf bei der Wiedergabe. FUNK u. TON Bd. 4 (1950) Nr. 1, S. 24—33
- [10] Bierl, R.: Über den wahren Frequenzgang bei der Aufnahme und Wiedergabe nach dem Magnettonverfahren. Z. angew. Phys. Bd. 3 (1951) Nr. 5, S. 161—165
- [11] Hasselbach, W.: Die absolute Messung der remanenten Wechselinduktion auf Magnettonbändern. Dipl.-Arbeit, Inst. f. angew. Phys. d. Univers. Frankfurt a.M. 1949/50
- [12] Meyer, F.: Doppeltonmethode zur Messung von nichtlinearen Verzerrungen an Magnettongeräten. Dipl.-Arbeit, Inst. f. angew. Phys. d. Univers. Frankfurt a.M. 1952
- [13] Schwarz, K.: Beitrag zur Klärung des inneren Mechanismus der Magnettonaufzeichnung. Frequenz Bd. 6 (1952) Nr. 2, S. 37—44
- [14] Schmidbauer, O.: Das Feld des harmonisch magnetisierten Tonbandes. Die Abtastung im Leerlauf, bei idealem Hörfopf und bei extremer Spaltbreite. Frequenz Bd. 6 (1952) Nr. 10, S. 281—290, u. Nr. 11, S. 319—324
- [15] Westmijze, W. K.: Der Aufnahme- und Wiedergabevorgang beim Magnettongerät. Philips' techn. Rdsch. Bd. 14 (1953) Nr. 10, S. 289—302
- [16] Nottebohm, H.: Untersuchungen über den Aufspreichvorgang beim Magnetophonverfahren. Dipl.-Arbeit, Inst. f. angew. Phys. d. Univers. Frankfurt a.M. 1953
- [17] Greiner, J.: Feldstärke und Spaltverteilungsfunktion beim Sprechkopf mit und ohne Band. Nachr.-Techn. Bd. 6 (1956) Nr. 2, S. 63—70

Die von Kammerlingh-Onnes 1911 entdeckte Supraleitung (S-Leitung) ist bisher technisch kaum verwertet worden. Dies überrascht, da die Beseitigung des Verlustwiderstandes elektrischer Leiter oder Halbleiter bei tiefen Temperaturen eine Reihe bei normalen Temperaturen nicht gebotener technischer Möglichkeiten erschließt.

1. Schwierigkeiten und Erfolgsaussichten

Gleichzeitig mit dem Eintritt der S-Leitung [1] muß das Magnetfeld im Innern des Leiters verschwinden (es wird auf eine 10^{-5} cm dicke Oberflächenschicht verdrängt), und umgekehrt zerstört ein im Innern des Leiters erzwingendes Magnetfeld die S-Leitung. Ein durch den Leiter fließender Gleichstrom verteilt sich, da er ein Magnetfeld erzeugt, nicht mehr gleichmäßig über den ganzen Querschnitt, sondern beschränkt sich auf eine dünne Schicht an der Oberfläche des Leiters [8]. Da aber z.B. hochfrequente Ströme ohnedies auf dünne Oberflächenschichten beschränkt sind und bei vielen Aufgabenstellungen der Elektronik so schwache Ströme vorausgesetzt werden können, daß die für die Zerstörung der S-Leitung notwendige kritische Magnetfeldstärke nicht erreicht zu werden braucht, sind trotz der obigen Einschränkungen noch genügend viele technische Anwendungen denkbar. Allerdings gilt dies nur für Frequenzen unter etwa 1000 MHz, da bei höheren Frequenzen die S-Leitung verschwindet. Ferner ist zu beachten, daß nur der Wirkwiderstand verschwindet, nicht aber die Induktivität des Leiters, so daß sich verhältnismäßig große Zeitkonstanten ergeben.

Die Erzeugung der tiefen Temperatur macht allerdings einen gewissen Aufwand erforderlich. Aber wie bei der Einführung der Elektronenröhren Mittel zur wirtschaftlichen Herstellung und Aufrechterhaltung des Vakuums gefunden wurden, so ist auch eine Vereinfachung der Kälterzeugung zu erwarten, sobald ein ernstes Bedürfnis für derartige Geräte besteht. Während des Krieges wurden z.B. in den USA regelrechte Tankstellen für flüssigen Wasserstoff eingerichtet¹⁾, um den Einsatz supraleitender Bolometer für die Ortung von Infrarotstrahlern, insbesondere Schiffe, zu gewährleisten, und heute gibt es He-Verflüssiger mit einer Kapazität von 27 l/h.

Außerdem hat man sich bemüht, Stoffe zu finden, bei denen der Übergang zur S-Leitung, die Sprungtemperatur, möglichst hoch liegt, so daß man nicht auf flüssiges Helium angewiesen ist. Man kann zur Zeit noch nicht überblicken, wie hoch sich die Sprungtemperatur heaufsetzen läßt. 1941 wurde eine derartige Substanz, das Niobnitrid (NbN), mit einer Sprungtemperatur von 23°K gefunden [3]. Es wird allerdings vermutet, daß dieser Wert nur bei bestimmten Verunreinigungen des reinen NbN erreicht wird. Mit einem definierten Gemisch von 70% NbN und 30% NbC kann man $17,8^{\circ}\text{K}$ erreichen. Zum Vergleich seien folgende Temperaturen angegeben:

Siedepunkt von flüssigem He	$4,22^{\circ}\text{K}$
Erstarrungstemperatur von H	$14,0^{\circ}\text{K}$
Siedepunkt von flüssigem H	$20,4^{\circ}\text{K}$

Bisher ist noch nicht erkennbar, nach welcher Gesetzmäßigkeit sich die Sprungtemperatur bei den verschiedenen Elementen und Verbindungen verändert. Die Verhältnisse werden dadurch noch unübersichtlicher, daß eine Verbindung s-leitend sein kann, ohne daß ihre Komponenten diese Eigenschaft haben, und daß die Sprungtemperatur auch von der Kristallstruktur [4] und von der Kernmasse abhängt [5]²⁾; deshalb ergeben sich Unterschiede bei den Isotopen desselben Elementes.

Beim Zinn, bei dem die Massenzahl von 113 bis 123 variiert, verschiebt sich die Sprungtemperatur in Abhängigkeit von der Kernmasse um etwa $0,141^{\circ}\text{K}$. Da man noch nicht weiß, bis zu welcher Temperatur der Sprungpunkt verschoben werden kann, läßt sich heute auch noch nichts Endgültiges über den Aufwand aussagen, der zum Erreichen der S-Leitung erforderlich ist.

Die technische Verwertbarkeit der S-Leitung wird verschieden beurteilt. E. Justi [6] sagt 1941: „Wegen des Umfanges der dann möglichen Energieeinsparung verdienen daher diese physikalischen Arbeiten die Aufmerksamkeit der Technik, auch wenn sie zunächst eine nur mäßige Erfolgsaussicht einräumt.“ W. Buckel [5] sagt 1955: „Die Erscheinungen der S-Leitung haben bisher noch keine technische Anwendung gefunden, und es ist für die nächste Zeit eine solche auch nicht zu erwarten. Nur für Laboratorien...“

2. Verschiedene Anwendungsmöglichkeiten

Die Erzeugung eines permanenten Magneten wird ermöglicht durch einen Kreisstrom, der in einem ringförmigen S-Leiter, z.B. in einem Bleiring, durch einen Induktionsstoß eingeleitet wird. Solange der s-leitende Zustand des Bleirings aufrechterhalten wird, fließt der Strom mit unverminderter Stärke. Dieser schon von Kammerlingh-Onnes zur Demonstration der S-Leitung durchgeführte Versuch wurde u.a. in letzter Zeit von S. C. Collins wiederholt: Seit März 1954 fließt bei diesem Dauerversuch ein Strom von mehreren hundert Ampere, ohne daß bis jetzt eine meßbare Abnahme festgestellt werden konnte. E. Justi hat über diese Möglichkeit, einen permanenten Magneten zu erzeugen, bereits 1942 berichtet [6]. Bei 10°K konnte in einem Ring aus NbN ein Strom von 500 A aufrechterhalten werden.

S-leitende Bolometer wurden bereits 1941 vorgeschlagen [3]; mit ihnen läßt sich vor allem im infraroten Spektralbereich eine große Empfindlichkeit erreichen. Man arbeitet dabei in dem bei manchen Stoffen sehr steilen Übergang zwischen S-Leitung und Normalleitung, in dem sich schon bei sehr kleinen Temperaturunterschieden große Widerstandsänderungen ergeben.

Gleichrichtung hochfrequenter Ströme kann man gleichfalls in diesem Übergangsgebiet erhalten, wenn man die Temperatur auf den unteren oder oberen Knick der Übergangskurve einstellt. Auf diese Weise wurden schon Rundfunk mit S-Leitern empfangen [7].

Abkühlung durch adiabatische Magnetisierung, u.U. auch durch Zerstörung der S-Leitung mit einem Magnetfeld. Man wendet diesen Kühleffekt an, um Temperaturen unter 1°K bis zu etwa $0,1^{\circ}\text{K}$ zu erreichen [8].

Ein s-leitendes Galvanometer [9] macht es möglich, noch Spannungen von 10^{-12} V (10^{-5} A bei 10^{-7} Ohm) zu messen. Um die Zeitkonstanten dieses nach dem Prinzip der Tangentenbussole gebauten Instrumentes kleinzuhalten, besteht die Wicklung nur aus wenigen Windungen s-leitenden Bleidrahtes. Die Induktivität ist $1,2 \mu\text{H}$. Die hohe Empfindlichkeit wird nicht nur durch die s-leitende Wicklung erreicht, sondern auch durch die völlige Abschirmung äußerer Magnetfelder mit einem s-leitenden Gehäuse.

In diesem Zusammenhange sei auch auf den galvanomagnetischen Niederfrequenzverstärker [10] hingewiesen, der allerdings nicht nur mit S-Leitern, sondern auch mit normalen Leitern (vor allem mit Wismut) arbeitet. Er hat mit den hier vorzugsweise betrachteten Anwendungen der S-Leitung die Tatsache gemeinsam, daß auch bei ihm die Anwendung tiefer Temperaturen von Vorteil ist, wenn man auch hier nicht bis in das Gebiet der S-Leitung vorzustößen braucht. Er nutzt die Widerstandsänderung durch magnetische Querfelder aus und liefert bei der Temperatur flüssiger Luft Leistungsverstärkungen von 30 bis 40 dB, beim Siedepunkt von Wasserstoff sogar von 50 bis 60 dB. Der entscheidende Vorteil dieser Anordnung gegenüber Röhren oder Transistoren ist das geringere Rauschen, weil nur das bei den tiefen Temperaturen sehr schwache Nyquist-Rauschen ohne Schrot- und Flickereffekt auftritt. Bei Wismut bleibt die Verstärkung bis zu einer Frequenz von 3,5 MHz bestehen und sinkt bei 3000 MHz etwa auf den halben Gleichstromwert [11]. In der zuletzt zitierten Arbeit heißt es wörtlich: „Die Anwendung tiefer Temperaturen kann heute nur noch bedingt als Gegenargument angesehen werden. Denn gerade durch Verwendung tiefer Temperaturen ist man in der Lage, außerordentlich günstige Rauschtemperaturfaktoren herzustellen und damit das Eigenstörniveau des Verstärkers klein zu halten.“

3. Das Kryotron — ein neues supraleitendes Rechenmaschinen-Bauelement

Während bei dem im vorangegangenen Abschnitt geschilderten Verstärker Proportionalität zwischen gesteuertem und steuernden Strom angestrebt wird, soll das Kryotron [12] nur zwei stabile Zustände haben, soll sich also wie eine Röhre in einer Kipperschaltung verhalten. Die Widerstandsänderung wird dadurch bewirkt, daß das durch den Steuerstrom verursachte Magnetfeld die S-Leitung in einem etwa 2,5 cm langen Tantaldraht ($\varnothing \sim 0,25$ mm) zerstört. Das Wesentliche des Kryotrons besteht darin, daß nicht nur dieser zentrale Leiter, in dem der zu steuernde Strom fließt, ein S-Leiter ist, sondern auch die den Zentralleiter umgebende Steuerwicklung (Draht $\sim 0,08$ mm \varnothing). Diese wird aus einem Material hergestellt, dessen Sprungtemperatur höher liegt als die des Zentralleiters, z.B. aus Niobium oder Blei. Man erreicht dadurch, daß bei Anwachsen des Steuerstromes und damit des Magnetfeldes der s-leitende Zustand im Zentralleiter (Tantal) gestört wird, nicht aber in der Steuerwicklung.

Schaltet man zwei derartige Elemente in Reihe, und zwar so, daß die Steuerwicklung *Stw 1* mit dem Zentralleiter *Z 2* verbunden ist und umgekehrt (Abb. 1), so erhält man bei genügend starkem Strom eine Kipp-

¹⁾ Diesen Hinweis verdankt Verfasser Herrn Dr. G. Lantz

²⁾ [5] ist ein zusammenfassender Bericht mit 125 Literaturstellen

schaltung: Entweder fließt der Strom durch *Stw 1* und *Z 2* (dann ist der Strom durch *Z 1* gesperrt, weil das durch *Stw 1* erzeugte Magnetfeld die S-Leitung in *Z 1* zerstört), oder der Strom fließt durch *Stw 2* (dann wird die S-Leitung von *Z 2* gestört und der Strom durch *Stw 1* wird so klein, daß *Z 1* wieder s-leitend wird). Die Feldstärke, bei der dieses Umspringen stattfindet, ist nicht nur durch den Steuerstrom, sondern auch durch den gesteuerten Strom bestimmt [13], und zwar durch den resultierenden Gesamtbetrag.

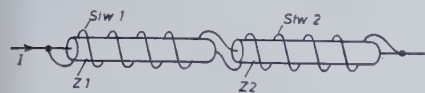


Abb. 1. Kombination zweier Kryotrons mit zweistabilen Zuständen

Deshalb unterscheidet sich das Kryotron grundsätzlich von einer Röhre oder einem Transistor; das Vorzeichen des Steuerstromes ist ohne Einfluß auf den Steuervorgang. Die Kippschaltung nach Abb. 1 kann nur dann arbeiten, wenn ihre beiden Elemente eine hinreichende Stromverstärkung haben. In der zitierten Arbeit [12] wird ein Kryotron mit 7facher Stromverstärkung als Beispiel angeführt.

Die höchste Frequenz, bei der die Kippschaltung noch anspricht, ist durch den Kehrwert der Zeitkonstanten L/R des einzelnen Kryotrons gegeben. Sie kann dadurch erhöht werden, daß als Zentralleiter ein Hohlzylinder verwendet wird. Da im s-leitenden Zustand und im Übergangsgebiet der Strom vorzugsweise in der Nähe der Oberfläche fließt, ist der Widerstand bei diesen Zuständen für Massivleiter und Hohlzylinder nahezu gleich. Im normalleitenden Zustand dagegen hat der Hohlzylinder einen viel größeren Widerstand als der massive Leiter. Die Zeitkonstante ändert sich auch in Abhängigkeit vom Durchmesser d des Zentralleiters, und zwar nimmt sie mit d^4 ab. Allerdings wird bei sehr kleinen Zeitkonstanten eine zusätzliche Verzögerung durch Wirbelströme bemerkbar.

Die ausgeführten Anordnungen sind zur Zeit etwas schneller als die aus mechanischen Relais zusammengesetzten, aber bedeutend langsamer als die aus Röhren oder Transistoren bestehenden.

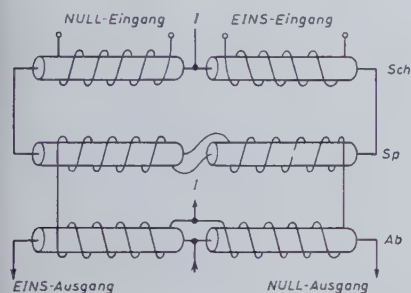


Abb. 2. Kippschaltung mit Schreib-, Speicher- und Ablesekryotrons. I = Stromversorgung

Die einzelnen Kryotrons lassen sich in mannigfacher Weise kombinieren und vor allem in Rechengeräten mit Vorteil anwenden. Abb. 2 zeigt z. B. eine Anordnung, mit der kurze Impulse gespeichert werden können. Läßt man zwischen den Eingangsklemmen (NULL-Eingang oder EINS-Eingang) kurzzeitig Strom fließen, so wird der entsprechende Zentralleiter eines der beiden Schreibkryotrons *Sch* normalleitend. Der durch den anderen Zentralleiter fließende Strom I zerstört die S-Leitung in den Speicher- und Ablesekryotrons (*Sp* und *Ab*) der entsprechenden Seite. Dieser Zustand bleibt erhalten, auch wenn der Eingangsstrom abklingt. Der durch die Zentralleiter der Ablesekryotrons geschickte Strom wird dann nach der dem Eingang entsprechenden Seite geleitet; der Weg nach der anderen Seite bleibt gesperrt.

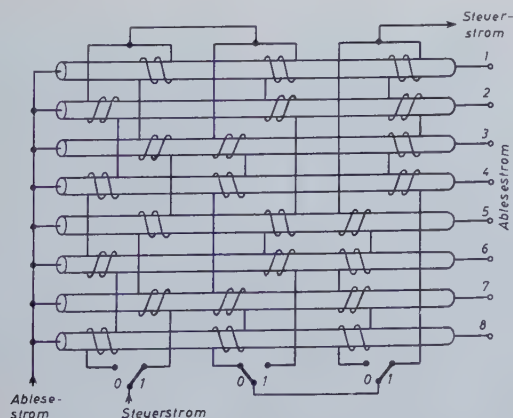


Abb. 3. Kryotron-Schalter (Zweier-Achter-Umformer). Der Schalterstellung 101 entspricht Durchgang des Ablesestromes durch Klemme 6

Aus Kryotrons kann man Multivibratoren schalten oder Verteiler, bei denen je nach dem Zusammenwirken binärer Eingangssignale das Ausgangssignal auf verschiedene Leitungen gelegt wird (Abb. 3). Die Eingangssignale sind in Abb. 3 durch die Stellungen dreier Schalter symbolisiert. Die 8 Zentralleiter, die zunächst alle s-leitend zu denken sind, werden durch den Steuerstrom bei der gezeichneten Schalterstellung 101 alle bis auf den Leiter 6 in den normalleitenden Zustand übergeführt. Mit dieser Schaltung kann man ein Zweiersystem in ein Achtersystem umformen.

Eine Schaltung nach Abb. 4 ergibt zwischen den Eingangsklemmen *E* und den Ausgangsklemmen *A* die folgenden Abhängigkeiten von insgesamt sechs einander paarweise zugeordneten Steuerströmen, wobei Eingang und Ausgang vertauschbar sind:

$$\begin{aligned} \text{Wenn } A_1 = B_2 = 0, \quad C_1 = 1, \quad C_2 = 0, \quad \text{ergibt sich } E_0 A_1, \quad E_1 A_1 \\ A_2 = B_1 = 1, \quad C_1 = 0, \quad C_2 = 1, \quad E_0 A_1, \quad E_0 A_0 \\ \text{Wenn } A_1 = B_2 = 1, \quad C_1 = 1, \quad C_2 = 0, \quad \text{ergibt sich } E_1 A_0, \quad E_1 A_1 \\ A_2 = B_1 = 0, \quad C_1 = 0, \quad C_2 = 0, \quad E_1 A_0, \quad E_0 A_1 \end{aligned}$$

Derartige Schalter dienen zur Bildung von Zweiersummen. Auch für Stufenregister, bei denen mehrere gespeicherte Binärzeichen nacheinander abgenommen werden können, und für Koinzidenzschaltungen ist das Kryotron gut verwendbar.

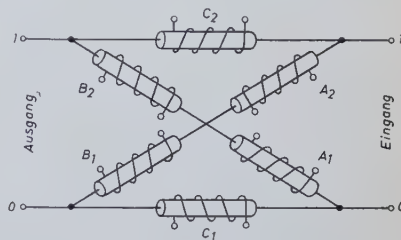


Abb. 4. Netzwerk zur Verbindung zweier Eingangs- und Ausgangsklemmen in Abhängigkeit von 3 Paaren von Steuerströmen

Die Anwendung tiefer Temperaturen wird nach [12] nicht als besonderes Hindernis beim Gebrauch des Kryotrons betrachtet, da die benötigten He-Verflüssiger und Doppel-Dewar-Gefäße heute handelsüblich sind. Unter 2,19° K tritt eine neue Phase des flüssigen Heliums auf, die sich reibungslos innerhalb der ersten Phase des flüssigen Heliums bewegt. Diese Komponente mit der Viskosität Null verhindert Temperaturunterschiede innerhalb des Heliums und sorgt so für eine besonders gute Kühlung.

Die Brauchbarkeit von geätzten Schaltungen wird zur Zeit untersucht. Isolationsmaterialien bereiten bei den tiefen Temperaturen keine so großen Schwierigkeiten, wie früher angenommen wurde.

Es ist kein Zufall, daß man in den USA die S-Leitung für ein Schalterelement in Rechenmaschinen anwendet, denn mit Rücksicht auf die große Stückzahl dieser Elemente, die für eine einzige Maschine benötigt wird, sind Einfachheit und geringer Raumbedarf des einzelnen Elementes von ausschlaggebender Bedeutung, während der zur Kühlung erforderliche Aufwand an Zusatzeinrichtungen vertretbar ist, da sie nur einmal für alle Elemente gemeinsam benötigt werden. Auch ist bei Rechenmaschinen immer die Voraussetzung einer sorgfältigen Wartung durch eingearbeitetes wissenschaftliches Personal erfüllt, das diese ungewöhnlichen Einrichtungen richtig bedienen kann.

Schrifttum

- [1] Laue, M. v.: Theorie der Supraleitung. Berlin 1949, Springer-Verlag
- [2] Meißner, W.: Vorgänge in Supraleitern beim Übergang Normalleitung—Supraleitung. Naturwiss. Bd. 41 (1954) S. 437—440
- [3] Aschermann, G., Friedrich, E., Justi, E., u. Kramer, J.: Supraleitfähige Verbindungen mit extrem hohen Sprungtemperaturen (NbH und NbN). Phys. Z. Bd. 42 (1941) S. 349
- [4] Lautz, G., u. Schröder, E.: Zur Supraleitung im System Niob—Stickstoff. Z. f. Naturforsch. Bd. 11a (1956) S. 517—519
- [5] Buckel, W.: Neuere experimentelle Ergebnisse der Supraleitung. Naturwiss. Bd. 42 (1955) S. 451—458
- [6] Justi, E.: Ein Dauerstrom-Elektromagnet. ETZ Bd. 63 (1942) S. 577
- [7] Andrews, D. H., u. Clark, Ch. W.: Demodulation by Superconductivity. Nature (Lond.) Bd. 158 (1946) S. 945—946
- [8] Mendelssohn, K.: Adiabatic Magnetization of Superconductors. Nature (Lond.) Bd. 169 (1952) S. 366
- [9] Pippard, A. B., u. Tullan, G. T.: A Superconducting Galvanometer. Proc. Cambridge phil. Soc. Bd. 48 (1952) S. 188—196
- [10] Justi, E., u. Thuy, H. J.: Galvanomagnetische Niederfrequenzverstärker. Z. f. Naturforsch. Bd. 9a (1954) S. 183—184
- [11] Thuy, H. J.: Der galvanomagnetische Verstärker. AEÜ Bd. 8 (1954) S. 217 bis 222, S. 269—278
- [12] Buck, D. A.: The Cryotron — a Superconductive Computer Component. Proc. IRE Bd. 44 (1956) S. 482—493
- [13] Rinderer, L.: Zerstörung der Supraleitung im Eigenstromfeld und transversalen Außenfeld. Z. f. Naturforsch. Bd. 10a (1955) S. 174—175

Rechenzentrum

UNIVAC Europa



DK 681.142-83.061.1

Das kürzlich in einem Erweiterungsbau des Battelle-Institutes in Frankfurt a.M. eröffnete Rechenzentrum ist mit einer elektronischen Großrechenanlage „UNIVAC FACTRONIC I“ der *Remington Rand GmbH* ausgerüstet. Die Anlage nimmt alle eingegebenen numerischen und alphabetischen Daten direkt auf, ohne daß es der vorherigen Übertragung in einen besonderen Code bedarf. Die Ein- und Ausgabe erfolgt über Magnetband. Über einen Eingangspuffer lassen sich bis zu zehn Magnetbandgeräte („Uniservos“) an das zentrale Rechenwerk anschließen. Die Maschine kann gleichzeitig mit vier Bändern operieren; dabei wird aus einem Band gelesen und ein zweites Band geschrieben, während die beiden anderen zur gleichen Zeit rückspulbar sind. Weiterhin kann die Maschine unterdessen rechnen.

Die magnetischen Aufzeichnungen erfolgen durch positive und negative Impulse. Ziffern werden nach dem 3er-Exzeß-System in vier Impulse beziehungsweise vier Dualstellen verschlüsselt, Buchstaben und Zeichen durch zwei weitere Dualstellen (Zonenindikatoren) von den Ziffern unterschieden. Der Impulsschlüssel besteht demnach in der Verwendung von sechs Dualstellen und einem Prüfimpuls je Symbol, der bei gerader Impulszahl hinzugefügt wird. Zum Steuern des Einlesens ist noch ein Zählimpuls hinzugefügt. Der Impuls-Code umfaßt 63 verschiedene Symbole. Davon sind 51 Symbole, die gedruckt werden können. Ein Symbol entspricht sieben Dualstellen, ein Wort 12 Symbolen (entsprechend 84 Dualstellen).

Das Magnetband (Stärke 0,05 mm, Breite 12,5 mm, Länge max. 500 m) ist ein Metallband hoher Festigkeit. Die Impulsdichte ist 128 Symbole/Zoll, die Lese- und Schreibgeschwindigkeit 12800 Symbole/s. Der Zwischenraum zwischen zwei Blöcken ist — unabhängig von der Informationslänge — 2,4 Zoll. Der Bandinhalt von 2000 Blöcken kann in etwa 3 1/2 Minuten gelesen werden.

Zum Übertragen der Eingabedaten auf das Magnetband stehen folgende Geräte zur Verfügung: 1. Der „Lochkarten-Magnetband-Umwandler“ für 80- oder 90stellige Lochkarten mit einer Leistung von 14400 Karten/Stunde. Die Lochkarten-Angaben werden abgefühlt und auf Magnetband übertragen. Zur Kontrolle wird jede Lochkarte zweimal abgelesen und das Ergebnis der zweiten Ablesung durch Speichervergleich zwischen impulsiertem Magnetband und Lochkarte verglichen. 2. Der „Unityper II“ ist eine elektrische Schreibmaschine mit alpha-numerischer Tastatur und einem Feld für Sonderangaben. Mit der Übertragung der Impulse auf das Magnetband liefert die Maschine gleichzeitig einen Sichtbeleg. Die Impulsdichte auf dem Magnetband ist 50 Symbole/Zoll. 3. Der „Lochstreifen-Magnetband-Umwandler“ mit einer Leistung von 200 Symbolen/s wandelt automatisch die fünf Lochpositionen auf dem Lochstreifen in sieben Impulse auf dem Magnetband um. Die Kontrolle erfolgt wie bei dem Lochkarten-Magnetband-Umwandler. 4. Der „Verifier“ ist eine Kombination von Locher, Prüfer, elektrischer Schreibmaschine und Drucker. Er liefert beim Beschreiben des Magnetbandes gleichzeitig eine Klargraphie auf Papier, prüft den Inhalt des Magnetbandes durch erneutes Eintasten der auf dem Band bereits registrierten Angaben und arbeitet

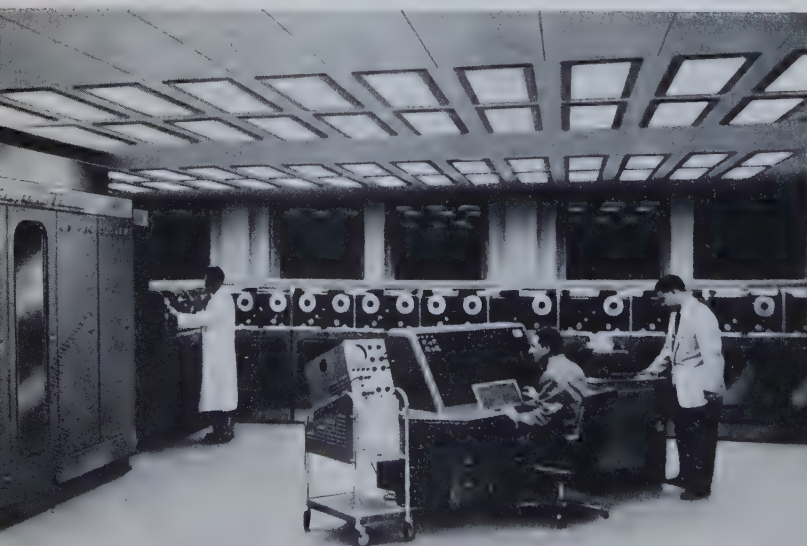
als Drucker mit einer Geschwindigkeit von etwa 10 Anschlägen/s. Alle Eingabegeräte sind von der zentralen Rechenanlage vollkommen unabhängig, so daß sich die Geschwindigkeit des Rechenwerkes stets voll ausnutzen läßt.

Der zwischen Eingabegeräten und Rechenwerk liegende Eingangspuffer und der zwischen Rechenwerk und Ausgabegeräten liegende Ausgangspuffer sind Magnetkernspeicher mit einer Kapazität von je 60 Wörtern, entsprechend 720 Symbolen. Sie erlauben gleichzeitiges Rechnen, Lesen und Beschreiben von je einem Magnetband und Rückspulen von bis zu acht Magnetbändern. Ein Informationsblock von 60 Wörtern läßt sich mit einem einzigen Befehl in 50 ms vom Band in das Eingangsregister lesen oder vom Ausgangsregister auf das Band schreiben.

Der innere Speicher ist ein Schnellspeicher mit 100 Quecksilberverzögerungskäufen, von denen jeder eine Kapazität von 10 Wörtern hat. Die Zugriffszeit ist nicht konstant, weil sie innerhalb gewisser Grenzen davon abhängt, ob das gesuchte Wort gerade aus dem Kanal kommt oder hereingegeben wird. Die minimale Zugriffszeit einschließlich Übertragungszeit ist 40 μ s, die maximale 445 μ s; im Mittel kann man mit 200 μ s rechnen. Zur höchsten Ausnutzung ist es möglich, auf minimale Wartezeit zu programmieren.

Das Rechenwerk ist ein Serienrechenwerk und umfaßt folgende Gruppen: ein zwölfstelliges Addierwerk, vier Einwortregister, ein Register für zwei Wörter, ein Register für zehn Wörter, zwei Register für 60 Wörter als Eingangs- und Ausgangspuffer mit je 720 Stellen, ein statisches Register für eine sechsstellige Instruktion, ein zwölfstelliges Befehlsregister, das die laufenden Instruktionen speichert, einen zwölfstelligen Programmschrittzähler und ein zwölfstelliges logistisches Vergleichswerk. Die Operationsgeschwindigkeiten je Sekunde kennzeichnen folgende Werte: 1900 Additionen oder Subtraktionen mit 11stelligen Zahlen, 2250 Übertragungen mit 11stelligen Zahlen, 2740 Vergleiche oder logistische Entscheidungen mit 11stelligen Zahlen, 465 Multiplikationen (11 \times 11 Stellen), 257 Divisionen (11 : 11 Stellen).

Bei allen Übertragungen von Daten innerhalb der Maschine erfolgt eine automatische Kontrolle auf Ungeradzahligkeit der Gesamtzahl der Impulse je Symbol. Ist die Zahl der Impulse gerade, bleibt die Maschine stehen, bis die Ursache des Übertragungsfehlers behoben ist. Dieser sogenannte „Odd-Even-Check“ wird für den gesamten Speicher automatisch alle vier Sekunden durchgeführt. Ebenso wird der Ablauf aller logistischen Operationen und aller Rechenoperationen, da Rechenwerk und alle Register doppelt vorhanden sind, ebenfalls doppelt ausgeführt und ihre Inhalte laufend miteinander verglichen. Das Grenzwert-Prüfsystem („Marginal-Checking“) gibt dem überwachenden Ingenieur die Möglichkeit, beim Überprüfen der Anlage die Arbeitsbedingungen von Bauelementen willkürlich zu erschweren und dadurch diejenigen zu finden, die unter normalen Arbeitsbedingungen noch einwandfrei gearbeitet haben, unter den erschwerten Bedingungen aber versagen. Der für die Prüfung getriebene Aufwand läßt sich daraus erkennen, daß 30% aller Schaltkreise



Links: Blick in das Rechenzentrum UNIVAC Europa; im Vordergrund das Überwachungspult, von dem die obere Abbildung einen Ausschnitt zeigt

Berkeley

ELEKTRONISCHE ZÄHLGERÄTE UND MESSGERÄTE FÜR KERNSTRAHLUNG

von Beckman Instruments

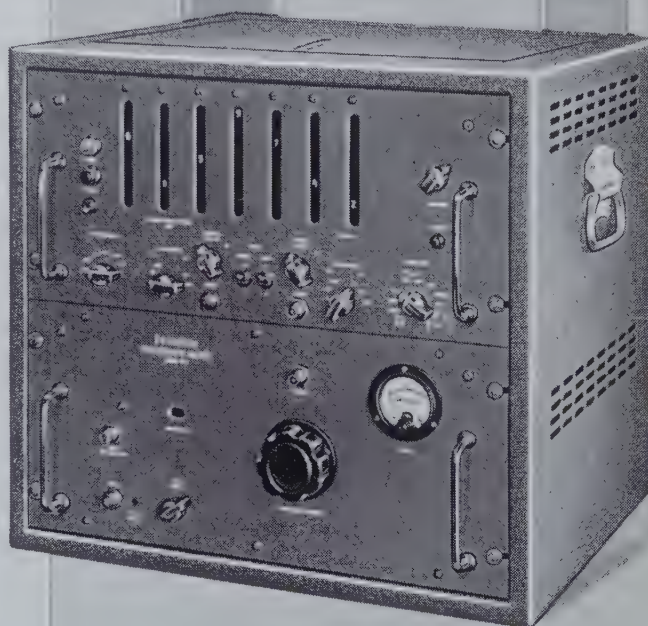
Ein Begriff
für Genauigkeit
und Zuverlässigkeit

Elektronische Zählgeräte

Stückzähler
Impuls / Zeiteinheitmesser
Zeitintervallmesser
Universalzähler
für Messungen höchster
Genauigkeit von:
Stückzahlen, auch mit ein- oder
zweifacher Vorwahl
Frequenzen (max. 1 MHz, mit
Umsetzer: 515 MHz)
Drehzahlen, Zeiten (min. 1 μ s,
max. 11,5 Tage)
zur Registrierung dazu:
Zählbetragdrucker

Meßgeräte für Kernstrahlung

Dezimal-Zähler aller Größen
Mittelwertmesser
Scintillationszähler
Strahlenschutzmeßgeräte
Doppelimpuls-Generatoren
Taschendosimeter



Frequenzmesser Mod. 5571

H&B
GÜNTHER &
TEGETMEYER

Alleinvertrieb für die
Deutsche Bundesrepublik

Beckman Instruments GmbH
München-Puchheim
Ein Zweigwerk der
Beckman Instruments Inc.
Fullerton-Kalifornien



GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH BRAUNSCHWEIG

GESCHAFTSFÜHRUNG: FRANKFURT/MAIN GRAFSTRASSE 97 IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG

Prüfkreise sind. Zusätzlich kontrollieren eingebaute Überwachungsgeräte automatisch alle wichtigen Betriebsbedingungen. So führt beispielsweise das automatische Spannungs-Überwachungsgerät in Abständen von zwei Minuten alle Spannungsprüfungen durch.

Als Ausgabegeräte stehen zur Verfügung: 1. „Magnetband-Lochkarten-Umwandler“ für 80- oder 90stellige Lochkarten mit einer Leistung von 7200 Karten/Stunde. 2. „Magnetband-Lochstreifen-Umwandler“ mit einer Leistung von 60 Symbolen/s, der die sieben auf dem Magnetband aufgezeichneten Impulse automatisch in fünf Lochpositionen auf dem Lochstreifen umwandelt. 3. Der „Uniprinter“ als magnetbandgesteuerte elektrische Schreibmaschine mit 10 Anschlägen/s. 4. Der „Verifier“ als Drucker niedriger Leistung mit 10 Symbolen/s. 5. Der „Schnelldrucker“ mit einer maximalen Druckleistung von 36000 Zeilen/Stunde, entsprechend 1300 Symbolen/s bei einer Schreibbreite von 130 Symbolen je Zeile. Der Drucker bildet mit einem Magnetband-Lesegerät (Uniservo), einem Stromversorgungs- und Steuergerät und einem Gerät, das den Speicher für den Text einer Zeile, die Schalttafel für die Druckanordnung und die Schaltung für die Druckhämmerbetätigung enthält, eine Gruppe von vier Einheiten, die von der zentralen Rechenanlage vollkommen unabhängig ist. Wenn die Leistung eines Schnelldruckers nicht ausreicht, lassen sich weitere Drucker unabhängig von der Rechenanlage betreiben.

¹⁾ Overhoff, G.: Das Drucken der Resultate elektronischer Rechenanlagen. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 10, S. 360—361

Das „Überwachungs- und Steuerpult“ ist mit sämtlichen Teilen der zentralen Rechenanlage verbunden und enthält auf einer Schalttafel eine große Anzahl von Anzeigeeinrichtungen, Glühlampen, Schaltern und Hebeln zur Überwachung und manuellen Bedienung der UNIVAC. Am Steuerpult lassen sich alle Daten im Rechenwerk, in einem der Register oder im Speicher sichtbar anzeigen. Weiterhin hat es eine Tastatur für die Eingabe von Werten oder Befehlsänderungen. Das Überwachungspult gibt dem bedienenden Ingenieur die Möglichkeit, Operationsfehler, die den Stillstand der Maschine zur Folge haben, rasch aufzufinden. Beim normalen Ablauf von Rechenprogramm steht es lediglich in Bereitschaft. Von ihm aus erfolgt auch der Start der Operationen, während der gesamte Ablauf der Operationen bis zur Gewinnung der Resultat-Magnetbänder einschließlich des Stillsetzens der Maschine vollkommen automatisch erfolgt.

Mit der Aufstellung und Inbetriebnahme dieser Großrechenanlage erfährt die Vertragsforschung, die sich seit der Einrichtung des Battelle-Institutes in Deutschland schnell entwickelt hat, eine beachtliche Erweiterung der bisherigen Arbeitsmöglichkeiten. Eine noch leistungsfähigere Rechenanlage ist die „UNIVAC FACTRONIC II“, die sich von der beschriebenen Anlage im wesentlichen dadurch unterscheidet, daß als innerer Speicher ein Magnetkernspeicher mit einer Zugriffszeit in der Größenordnung von etwa 15 μ s vorhanden ist. Im Jahre 1960 soll die Atomenergie-Kommission in Kalifornien eine noch bedeutend größere Anlage — die „LARC“ — erhalten, die u. a. einen Schnellspeicher für 1,2 Millionen Zeichen hat und 400000 Additionen von 12stelligen Zahlen in einer Sekunde ausführen kann.

AUS INDUSTRIE UND TECHNIK

Dr. Günther Jobst †

Nur zwei Jahre nach Vollendung seines 60. Lebensjahres verstarb am 25. Oktober 1956 in Hamburg der Prokurist der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldelphi)*, Herr Dr. Günther Jobst. Der am 19. 6. 1894 in Hannover Geborene widmete sich nach dem ersten Weltkrieg bis 1923 dem Studium der theoretischen Physik, das er mit seiner Promotion bei Geheimrat Professor Dr. Sommerfeld, München, abschloß. Danach arbeitete er im *Telefunken-Röhrenlaboratorium*, dem er zuletzt als Leiter bis zum Jahre 1934 vorstand. Diese Periode bezeichnete Dr. Jobst einmal selbst als die fruchtbarste seines Lebens; sie fand ihren Ausdruck in einer Reihe wissenschaftlicher Veröffentlichungen und entscheidender Patente. Die bekannteste Anmeldung, das berühmte Pentoden-Patent DRP 608293, befaßt sich mit der Einführung des Bremsgitters. Es folgte 1931 unter anderem eine aufschlußreiche Arbeit über den Zusammenhang zwischen Durchgriff und Entladungsgesetz bei Röhren mit veränderlichem Durchgriff. Aus seiner freiberuflichen Tätigkeit nach dem Ausscheiden bei *Telefunken* im Jahre 1935 stammt eine Anmeldung über die Verstärkung durch Geschwindigkeitssteuerung der Elektronen.

Im Jahre 1939 trat Dr. Jobst als Leiter in die neugegründete *Studien-gesellschaft für Elektronengeräte GmbH* in Hamburg ein, wo er wiederum Gelegenheit hatte, sich mit der praktischen Entwicklung von Röhren zu befassen. Zusätzlich übertrug man ihm 1942 die Leitung der *Radioröhren-fabrik GmbH*, Hamburg, und der *Röhrenzentralstelle Berlin*. In dieser Periode seines Schaffens kamen sein hervorragendes Organisationstalent und seine unermüdete Arbeitskraft zur vollen Entfaltung. Nach einer Zeit selbständiger Tätigkeit in den Nachkriegsjahren wurde Dr. Jobst 1954 mit der Organisation der Forschung im Rahmen der Deutschen *Philips-Betriebe* betraut. Trotz des sich damals schon zeigenden schweren Leidens hat er sich an diese Aufgabe mit dem ihm eigenen Elan herangemacht und sie im wahrsten Sinne des Wortes bis zum letzten Atemzug durchgeführt.

Wer ihn kennt, wird sich darüber nicht wundern. Doch ist es erstaunlich, wie die hervorragenden Eigenschaften dieser starken Persönlichkeit — sein unantastbares Verantwortungsgefühl, sein Arbeitseifer, seine Freude an „witzigen“ Gedanken und Problemen und sein unbeugsamer Humor — ihm trotz seines schweren Leidens bis zuletzt treugeblieben sind. Der größte Wunsch seines Alters war, bis zu seiner Pensionierung ein großes, fruchtbar arbeitendes Forschungslaboratorium geschaffen zu haben; es war ihm nicht mehr vergönnt, diese Arbeit zu Ende zu führen.

H. Chappuzeau

Dr. Arnold O. Beckman

Der Gründer der *Beckman Instruments Inc.*, Fullerton (Kalifornien), und Präsident der Handelskammer von Los Angeles, Herr Dr. Arnold O. Beckman, wurde nunmehr auch in den Aufsichtsrat folgender Unternehmen berufen: *Marchant Calculators* — *Security First National Bank of Los Angeles* — *Mills College* in Oakland.

FNE-Arbeitsausschuß 307 „Gedruckte Schaltungen und Zubehör“

Die wirtschaftliche Fertigung nach dem Verfahren der gedruckten Schaltungen setzt die Verwendung genormter Einzelteile voraus. Von interessierten Kreisen wurde deshalb angeregt, die Normung auch auf diesem neuen Gebiet aufzunehmen.

Zu diesem Zweck wurde bereits im Mai d. J. unter Beteiligung der Rundfunk- und Fernsehindustrie, der elektronischen Industrie sowie von Herstellern des Basismaterials der FNE-Arbeitsausschuß 307 „Gedruckte Schaltungen und Zubehör“ gegründet. Obmann des Ausschusses ist Herr Dipl.-Ing. Finckbein (*Valvo GmbH*), stellvertretender Obmann Herr Dipl.-Ing. Donn (*Schaub-Lorenz*).

5. Europäische Werkzeugmaschinen-Ausstellung Hannover

Zur Durchführung der vom Europäischen Komitee für die Zusammenarbeit der Werkzeugmaschinen-Industrien veranstalteten 5. Europäischen Werkzeugmaschinen-Ausstellung Hannover vom 15. bis 24. September 1957 hat der Verein Deutscher Werkzeugmaschinenfabriken (VDW) ein Generalkommissariat gebildet. Zum Generalkommissar wurde Herr Dipl.-Ing. H. Heller (*Gebr. Heller GmbH*, Nürtingen/Würt.) berufen.

Internationaler Kongreß für Meßtechnik und Automatik

Vom 2. bis 10. November 1957 findet in Düsseldorf der Internationale Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik (IKAMA) statt. Diese internationale Fachaussstellung umfaßt Meß-, Fernmeß- und Regelgeräte für elektrische und verfahrenstechnische Größen sowie Geräte für die betriebliche Analyse.

Flackerbetrieb in Polizei-Funkfahrzeugen

Funkwagen im Bereich zwischen zwei Funkzentralen mußten bisher von Zeit zu Zeit ihre Frequenz auf eine der beiden Zentralen umschalten, wodurch sich oft Verzögerungen beim Abwickeln des Funkverkehrs ergaben. Die im letzten Jahr von *Telefunken* entwickelte „Flackereinrichtung“ gestattet nun die gleichzeitige Einstellung von zwei Frequenzen über zwei getrennte Frequenzschalter, wobei eine automatische Flackereinrichtung dann alle drei Sekunden den Fahrzeugempfänger auf eine der beiden Frequenzen umschaltet. Sendet die ortsfeste Station jetzt einen Ruf von mindestens 4 Sekunden Dauer aus, dann ist sichergestellt, daß alle auf Empfang stehenden Fahrzeuge diesen Ruf aufnehmen. Eine ebenfalls automatisch arbeitende „Flackerstopp-Einrichtung“ hält dann den Empfänger auf der Ruffrequenz fest. Fahrzeuge, denen der Ruf nicht galt, können durch Druck auf einen Knopf ihre Flackereinrichtung sofort wieder weiterlaufen lassen. Bei Fahrzeug-Funksprechanlagen mit Bandschaltung (Wechselsprechen zwischen Fahrzeugen im Unterband und Gegensprechen zwischen Fahrzeug und ortsfester Station im Oberband) — beispielsweise *Telefunken* „D 2-S“ — können zwischen beiden Empfangsbändern flackern und damit Anrufe sowohl von der ortsfesten Station als auch von den Fahrzeugen praktisch gleichzeitig empfangen.

Funk- und Schallortung in der Schifffahrt und Seevermessung

DK 621.396.969:061.3

Der Ausschuß für Funkortung in der Gesellschaft zur Förderung des Verkehrs e. V. hielt vom 24. bis 27. Oktober 1956 in Hamburg eine internationale Jahrestagung ab, zu der neben zahlreichen Gästen und Ehrengästen führende Fachleute aus aller Welt erschienen waren. Über 60 Vorträge, davon etwa die Hälfte von ausländischen Referenten, berichteten über neue Entwicklungen, technische Fortschritte und Erfahrungen. Über einige Vorträge unterrichten die nachstehenden Referate.

P. Hugon, Paris, Navigationserfahrungen französischer Schiffe mit Funk- und Schallortung

Nach kurzer Erläuterung der seit einigen Jahren in der französischen Schifffahrt eingeführten funktechnischen Verfahren behandelte der Vortragende ihre praktischen Anwendungen und wies auf ihre unterschiedliche Beurteilung in französischen Schifffahrtskreisen hin. Es handelt sich im wesentlichen um die heute in Europa verbreitetsten Verfahren: den Mittelwellen-Funkpeiler für Schiffe, das Consol- und die Hyperbel-Verfahren, von denen bei den französischen Nautikern Decca und Loran am häufigsten benutzt werden. Besondere Erwähnung fanden die Anwendung des Radars und die Schwierigkeiten, die noch bestehen, um der Schiffsführung eine für Navigation und Kollisionsschutz gleich wirksame Technik zu geben. Die Fortschritte der Ultraschallortung und die Möglichkeiten, die sich durch enge Kopplung der Über- und Unterwasserortung ergeben, wurden kurz behandelt und darauf hingewiesen, daß diese Methoden, die sich bei Fischereifahrzeugen bereits praktisch bewährt haben, besonders interessant für die Ortung von Eisbergen sind.

Th. Wikborg, Oslo, Kollisionen infolge Fehldeutung des Radarbildes — die Ansicht eines See-Versicherers

Nach Einführung der Radargeräte hat die Zahl der Kollisionen sehr stark zugenommen. Es wurde nämlich vielfach übersehen, daß das Radarbild nur die Relativbewegungen des beobachteten Schiffes wiedergibt, nicht aber die absoluten Bewegungen beider Schiffe. Eine Untersuchung der näheren Umstände hat in den meisten Fällen ergeben, daß auf Grund der Anzeige des Radargerätes das eine Schiff nach Steuerbord, das andere

nach Backbord gedreht hatte und beide die Bestimmungen der Seestraßenordnung nicht beachteten. Im allgemeinen sind die Ursachen für die Kollisionen nicht technischer Natur, sondern diese sind psychologisch begründet. Nach eingehender Betrachtung dieser Ursachen machte der Vortragende folgende Vorschläge:

1. Durch Radar sind die Bestimmungen der Seestraßenordnung nicht geändert worden. Artikel 15 und 16 müssen beachtet, Artikel 18 und 19 dürfen auf Grund von Radaranzeigen allein nicht angewandt werden.
2. Wenn Nebelfelder vermutet werden, Radar einschalten und Bildschirm beobachten! Wenn das Echo eines Schiffes voraus empfangen wird und Ausweichbewegungen notwendig scheinen, diese so frühzeitig und so stark ausführen, daß das andere Schiff, falls Radarbenutzer, die Eigenbewegung erkennen kann!
3. Wenn das andere Schiff auf 6 sm herangekommen, Geschwindigkeit auf halbe Fahrt vermindern, Nebelsignale gemäß Art. 15 geben! Sobald Nebelsignale von einem anderen Schiff zu hören sind, Maschinen stoppen, Kurs nicht ändern. Art. 18 und 19 beachten!

F. W. Marienfeld, Hamburg, Warum Schiffsunfälle trotz Radar?

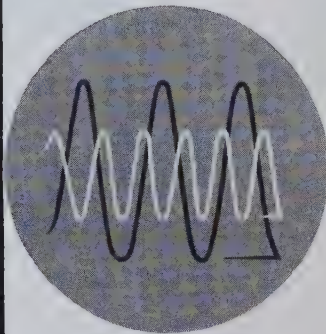
Der Vortragende erörterte die Frage, was man sich von der Radarnutzung für den Kollisions- und Strandungsschutz bei Nebel versprechen darf, wenn menschliche Unzulänglichkeiten und widrige äußere Umstände in mehr als 60% aller Fälle noch nicht einmal bei guter Sicht Verkehrsunfälle ausschließen können. Er wies nach, daß technische Gründe nicht für Kollisionen verantwortlich waren, sondern psychologische Ursachen (mangelnder Radarausguck, ungenügendes Zusammenwirken von Radar-, akustischen und optischen Beobachtungen, Unterlassung von Vorsichtsmaßnahmen trotz unklarer Lage, Zeiteinsparung usw.), Nichtanwendbarkeit von Ausweichregeln, Unterschied zwischen Radarbild und optischem Bild (Schirmbild gibt nur Peilung und Abstand, Seegangsreflexe stören die Auswertung im Nahbereich usw.) und widrige äußere Umstände (Enge des Reviers, Fehlverhalten von Nicht-Radarschiffen usw.).

G. Lohmnitz, Bremen, Radar und seine Anwendung in der Praxis auf Schiffen

Ein Radargerät an Bord darf den Kapitän und seine Offiziere keinesfalls von der Einhaltung der Vorschriften der internationalen Seestraßenordnung abhalten. Das Fahren mit zu hoher Geschwindigkeit hat häufig trotz Radar zu einer Kollision geführt. Sofern die Ziele früh genug aufgefaßt werden, sollte auch mehr Gebrauch vom „Plotten“ gemacht werden. Die Entwicklung der Beratung der Schiffe durch Landradarstationen auf Revieren und bei Hafeneinfahrten nimmt einen durchaus positiven Verlauf. Da man Eis bis zu kleinsten Stücken mit Radargeräten orten kann, ist



TELEFUNKEN-Spezial-Röhren
für die physikalische Forschung



Zweistrahl-Oszillographenröhre

Zur Aufnahme sehr schnell verlaufender Vorgänge
für Nachbeschleunigungsspannungen bis 22 kV.

Elektrometer-Röhren · Kathodenstrahl-Röhren · Germaniumdioden · Transistoren

TELEFUNKEN

Röhren-Vertrieb · Ulm/Donau · Söflinger Straße 100



HACKETHAL

HOCHOHMKABEL



Flexible Verzögerungskabel

verbinden die Vorteile

der Homogenität und Biegsamkeit
mit räumlich kleinem Aufbau
bei großen Verzögerungszeiten
und großem Wellenwiderstandsbereich



Es lassen sich Verzögerungszeiten
bis zu $4 \mu\text{s/m}$ erreichen
und Wellenwiderstände
bis zu 4000Ω

HACKETHAL-DRAHT-UND-KABEL-WERKE
AKTIENGESellschaft HANNOVER · FERNRUF: 66521

das Radar beim Durchfahren eisgefährdeter Gebiete in der Hand eines erfahrenen Nautikers ein wertvolles und zeitsparendes nautisches Hilfsmittel. Die Frage „Welches Radargerät soll man einbauen?“ beantwortete der Vortragende mit der Empfehlung, daß auf einen größeren Passagierdampfer je ein 1-cm- und ein 3-cm-Gerät gehören. Frachtdampfer sollten ein 3-cm-Gerät erhalten.

D. J. Haney, Eglin Air Force Base (Florida), Navigationserfahrungen in Polargebieten

Erfahrungen und Entwicklungen der US-Luftwaffe aus den letzten zehn Jahren auf dem Gebiet der Navigation in Polargebieten umfassen viele Probleme, die bei der Navigation in südlicheren Breiten nicht auftreten. Wegen der hohen Fluggeschwindigkeit können Richtungsangaben nicht auf Erdmeridiane bezogen werden, denn wahre terrestrische Ortsangaben ändern sich beim Überfliegen der Meridiane so schnell, daß danach kein Kurs zu halten ist. Auch der magnetische Kompaß ist wegen der Nähe des magnetischen Pols unzuverlässig; er zeigt keine Richtungsänderungen mehr an, da die Horizontalkomponente des erdmagnetischen Feldes stark abnimmt.

Die Standortbestimmung eines Flugzeuges über dem Polarmeer ist wegen des Fehlens von Radiohilfen schwierig. Ortsbestimmungen lassen sich zwar nach den Methoden der astronomischen Navigation durchführen, jedoch ist diese Möglichkeit wegen der langen Tageshelligkeit und Dämmerung beschränkt. Die meisten Probleme sind jetzt gelöst. Die Methoden der Kursbestimmung mit Bezug auf einen einzigen Meridian und unter Anwendung von Kreiselsteuergeräten wurden ausführlich diskutiert.

W. Faust, Hamburg, Beobachtungen an den betrieblichen Merkmalen der europäischen Consol-Funkfeuer

Der Vortragende berichtete über seit 1953 mit einem vom Deutschen Hydrographischen Institut in Hamburg entwickelten objektiven Registrierungsverfahren durchgeführte Beobachtungen an den fünf europäischen Consol-Funkfeuern. Dabei ergaben sich wertvolle Hinweise über Ortungs-genauigkeit und Ortungskonstanz dieser Anlagen. Weitere betriebliche Merkmale, die für den Nautiker von Bedeutung sind, konnten ermittelt werden. Diese Erkenntnisse haben ihren Niederschlag in den vom Deutschen Hydrographischen Institut herausgegebenen amtlichen Unterlagen gefunden.

W. Stein, Bremen, Funknavigation auf Handelsschiffen in tropischen Orkanen

Der Vortragende erläuterte an einem Beispiel die Schwierigkeiten der Navigation eines Handelsschiffes in orkangefährdeten Gebieten und diskutierte die Möglichkeiten, moderne Hilfsmittel der Funknavigation, die an Bord sind, einzusetzen. Während die Bord-Radargeräte nicht genügend Reichweite haben, um die Niederschlagsgebiete des Orkans so rechtzeitig zu erkennen, daß das Störungsgebiet noch umfahren werden kann, gestattet der Funkpeiler in manchen Fällen eine rechtzeitige Ortung des Orkans, indem man das Maximum der elektrischen Störungen in der Atmosphäre einpeilt. Nicht alle Orkane zeigen aber derartige elektrische Erscheinungen. Das wichtigste Hilfsmittel für die rechtzeitige Ortung eines Orkans ist immer noch die Auswertung der Wetterberichte und der speziellen Orkanwarndienste. Nach deren Meldungen wird an Bord eine Wetterkarte gezeichnet und durch Wetternachrichtenaustausch mit in der Nähe stehenden Schiffen ergänzt. Nach dieser Wetterkarte wird der zu steuernde Kurs festgelegt und das Orkangebiet umfahren.

A. N. Fowler, Jacksonville (Florida), Funk- und Radar-Erfahrungen in Hurrikans und Taifunen

Seit elf Jahren setzt die US-Navy Aufklärungsstaffeln zur Unterstützung des Hurrikan-Warndienstes im Atlantik ein. Als Navigationsverfahren in Hurrikan-Gebieten stehen in niedrigen Höhen die Koppelnavigation, in größeren Höhen zusätzlich Druckdiagramme und weitere Navigations-techniken zur Verfügung. Im Atlantikgebiet konnte sich Loran bewähren. Hinzu treten Bordradargeräte großer Reichweite, Führung des Flugzeuges durch Küstenstationen sowie das Atlantik-Hochfrequenz-Ortungssystem der US-Navy. Hurrikans werden durch Bord-Frühwarn-Radargeräte geortet, Niederschlagskonzentration und Sturmzentren mit einem 10-cm-Hochleistungs-Radargerät. Der stets hohe Seegang im Hurrikangebiet führt zu starker Trübung im Radarschirmbild bei bestimmten Winkeln zum Meeresspiegel.

R. F. Hansford, London, vorgetragen von A. Vogel, Basel, Radar-Navigation auf Flüssen und Kanälen

Da der weitaus größte Teil der Binnenschifffahrt nachts und bei unsichertem Wetter stillliegt, besteht ein besonderes Interesse an Radargeräten für den Gebrauch auf Binnengewässern. Bis vor etwa zwei Jahren scheiterte der Einsatz von Radargeräten in engen und gefährlichen Gewässern hauptsächlich an ihrem mangelnden Auflösungsvermögen und der Unmöglichkeit, das Schiff nach dem RadARBild ruhig zu steuern. Das vor etwas über einem Jahr von Decca auf den Markt gebrachte „Flußradar 214“ wurde inzwischen in rund 40 Binnenschiffe aller Rheinuferstaaten eingebaut. Es hat seine praktische Brauchbarkeit unter Beweis gestellt und auch auf der engen Bergstrecke des Rheins eine sichere Navigation ermöglicht. Das große Auflösungsvermögen dieses Gerätes gestattet nicht nur die Lage des eigenen Schiffes zu erkennen, sondern auch den Kurs von Mit- und Gegenfahrern.

J. H. Haase, Brunsbüttelkoog, Ergebnisse von drei Jahren Versuchsbetrieb mit Landradaranlagen für die Sicherung der Schifffahrt

Seit 1953 werden im Rahmen der Seezeichenarbeit vom Bundesverkehrsministerium Radaranlagen an Elbe und Weser betrieben, um Erfahrungen für den Betrieb und die Planung zu sammeln. Die Versuche sind jetzt abgeschlossen. Die Planung sieht an Elbe und Weser je 5 Radar-Anlagen vor. Die Bilder sollen zu Zentralen in Bremerhaven, beziehungsweise Cuxhaven und Brunsbüttelkoog übertragen werden. Die durch diese Planung bedingten Forderungen an die Radargeräte sind in einem Pflichtenheft niedergelegt, dessen wesentlichste Punkte erläutert wurden.

W. A. Krause, Hamburg, Über den Abschluß der Radar-Versuche zur Hafenüberwachung

Die jetzt abgeschlossenen Hamburger Versuche haben als erstes Teilprojekt den baureifen Plan einer Ausrüstung der Wasserstraße im hamburgischen Gebiet der Unterelbe, des Köhlbrandes und der Süderelbe zu den Harburger Seehäfen ergeben. Für diese Anlage, die besonders für die Schifffahrt von Nutzen ist, ist die Errichtung von 5 Landradarstationen vorgesehen, und zwar je einer auf der Elbinsel Neßsand, in der Lotsenstation Waltershof, auf dem Leitdamm des Fischereihafens in Altona, auf Krusenbusch am Köhlbrand und auf der Hohen Schaar an der Süderelbe. Sie sollen diese Wasserstraße auch bei Nebel für die Schifffahrt sichern. Die Beratung erfolgt dabei ausschließlich durch Hafenlotsen von der Lotsenstation aus. Die Bildimpulse der 4 unbemannten Stationen werden unter Benutzung eines Frequenzkompressionsverfahrens mittels Speicherröhre über Trägerfrequenzkabel dorthin übertragen. Man hofft, durch diese Anlagen der Schifffahrt und den Seehafenbetrieben bei unsichtigem Wetter erhebliche Kosten ersparen zu können. Als Bauzeit sind vier Jahre vorgesehen.

W. E. Steidle, Hamburg, Technik und Betrieb von UKW-Seefunkgerät für weltweite Anwendung in der Handelsschifffahrt

Die Weltfunkkonferenz von Atlantic City 1947 hat die Einführung eines UKW-Seefunks im 2-Meter-Band angeregt. Internationale Konferenzen in London 1953 und Warschau 1956 haben die Pflichtenheftswerte für diese neue Technik festgelegt. Im Januar 1957 sollen in den Haag Vereinbarungen über Betriebsabwicklung und Wellenzuteilung für den UKW-Seefunkdienst getroffen werden. Demgemäß kann im Jahre 1957 mit der Einführung dieses neuen Seefunkdienstes begonnen werden, den folgende besondere Eigenschaften vor allen bisherigen Arten des Seefunks auszeichnen:

1. Keine Betriebsbeschränkung im Hafen.
2. Leichte Bedienbarkeit ohne Seefunkzeugnis.
3. Direkte Durchschaltmöglichkeit der Gespräche auf öffentliche Fernsprechnetze.
4. Räumliche Zuordnung der UKW-Verbindungen zu landgebundenen Funkortungsmitteln (Landradaranlagen) als mittelbare und zu Anlandungsstellen als unmittelbare Navigationshilfe der Schiffsführung.

W. Kunze, Bremen, Allgemeine Aspekte der horizontalen Echolotung für die Schifffahrt

Aufgabe der horizontalen Echolotung ist, Objekte zu entdecken und zu lokalisieren, die sich zwischen Meeresoberfläche und Meeresgrund in der Umgebung eines Schiffes befinden. Nach einigen historischen Bemerkungen zur Entwicklung der horizontalen Echolotung wurden die prinzipiellen Unterschiede behandelt, die bei der horizontalen Ausbreitung des Schalles im Wasser gegenüber der Ausbreitung in vertikaler Richtung (Tiefenmessung) vorliegen. Verschiedene Verfahren und Geräte, die für die Zwecke der Kriegsmarinien entwickelt worden sind, wurden beschrieben und die Anwendungsmöglichkeiten für zivile Zwecke, insbesondere für die Auffindung und Lokalisierung von Fischschwärmen und von Wracks, für den Walfang und für Vermessungszwecke erörtert, sowie Erfahrungen auf diesen Anwendungsgebieten mitgeteilt.

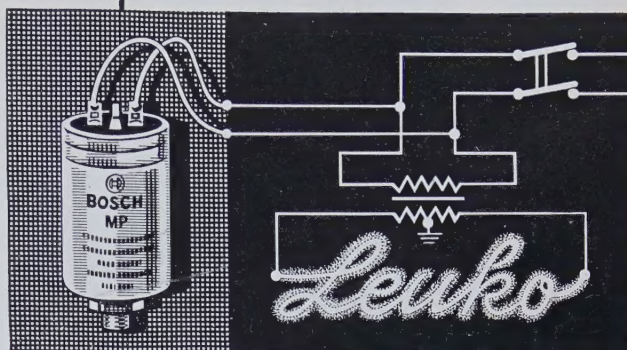
E. Ahrens, Kiel, Anwendung des Horizontallotes bei der Wrackortung

Das Horizontallot ist in den letzten Jahren in zunehmendem Maße für die Zwecke der Fischerei entwickelt und eingesetzt worden und dient hier zum Auffinden von Fischschwärmen und Walen. Es kann jedoch, wie praktische Versuchsergebnisse gezeigt haben, mit gutem Erfolg auch zum Auffinden von Wracks am Meeresboden verwendet werden. Das Aufsuchen von Wracks ist von besonderem Interesse in flachem Wasser, wo andere Bedingungen für die Schallausbreitung vorliegen als in tiefem Wasser. Mit der Elac-Lodaranlage, einer für Fischereizwecke entwickelten Horizontallotanlage mit elektrisch ein- und ausfahrbarem und elektrisch drehbarem Schallwandler, wurde im Englischen Kanal und in den dänischen Gewässern eine Reihe von Wracks auf Entfernungen bis zu 5 km geortet. Der Meßbereich der grafischen Registrierung beginnt bei 2000 m. Die Vertikallotung beim Überlaufen des Zieles ergibt zusätzliche Informationen über die Natur des angeloteten Objektes und insbesondere über charakteristische Merkmale von Wrackzielen. Eine Reihe von Horizontallot-Diagrammen demonstrierte die Ergebnisse.

S. Fahrentholz, Kiel, Spezialcholote zur Vermessung und Hindernissuche in Wasserstraßen

Zur fortlaufenden Aufnahme von Längs- und Querprofilen in Wasserstraßen, zur Überwachung der Soltiefen und zur Hindernissuche wurden neue anzeigende und schreibende Echolote entwickelt, die mittels meh-

BOSCH MP-Leuchtröhren- Kondensatoren



Jetzt mit WS

Wer den BOSCH MP kennt, weiß, was Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit sind. BOSCH MP-Leuchtröhren-Kondensatoren sind selbstheilend und neuerdings mit der Sicherheitseinrichtung WS (Wärmeschutz) ausgerüstet, wie wir sie in unseren übrigen BOSCH MP-Kondensatortypen für Wechsel- und Drehstrom seit Jahren vieltausendfach verwenden.

Wir liefern:

BOSCH MP-Leuchtröhren-Kondensatoren mit Kapazitäten von 1,8 ... 20 μ F (auch mit Entladewiderständen und mit 250 mm langen Anschlußdrähten) für Parallelkompensation und für Duo-Schaltung von Leuchtstofflampen.

BOSCH MP-Kondensatoren zur Gruppenkompensation von Lichtbändern und Neon-Anlagen.

*selbstheilend · überspannungsfest
kurzschlusssicher*

Auf Wunsch senden wir Ihnen gerne unsere technischen Druckschriften und die BOSCH MP-Kondensatoren-Fibel, die mit übersichtlichen Tabellen dem Starkstromtechniker umständliche Berechnungen erspart.



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART
Postfach 50



Kaltkathodenröhren

in Noval- und Subminiaturtechnik
für zuverlässige Geräte der
industriellen Elektronik



Anwendungen:

Steuerung durch Ionisationskammern,
Photozellen, Photowiderstände, empfind-
liche und hochohmige Kontakte. Für Zeit-
relais, Zähl- und Automatschaltungen.

Hohe Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer

CERBERUS-ELEKTRONIK

IN DEUTSCHLAND:

Neye & Schmidt o.H.G., Frankfurt/M., Zimmerweg 10

Telefon: 72 29 15

rerer, an schwimmenden Auslegern montierter Ultraschallsender und -empfänger ein rasches Abtasten des Bodens ermöglichen. Das Profilschall-echo bildet bei einer Längsfahrt durch die Wasserstraße auf einer Anzeigeschirm pausenlos das jeweilige Querprofil ab, der Flächenechographie registriert mittels einer Reihe von Schreibgeräten unter der Breite des Meßschiffes und seiner Ausleger lückenlos jeden Punkt des überfahrenen Grundes und erfährt alle Hindernisse, die für die Schifffahrt von Bedeutung sind. In durch Ufer begrenzten Wasserstraßen wird gleichzeitig der Kurvenverlauf des Vermessungsschiffes mittels eines nach beiden Seiten arbeitenden Horizontalaltes bestimmt.

M. Lunel, Paris, Anwendung von Funk- und Schallortungssystemen in der Seevermessung

Nach kurzer Erläuterung des Wesens und der Notwendigkeit einer ordnungsgemäßen Seevermessung zeigte der Vortragende, daß ihre praktische Durchführung an die Ultraschall-Lotung und die genaue Ortung bei fehlender Landschaft geknüpft ist. Das Problem der genauen Ortung mittels Schall ist teilweise seit 1920 gelöst, seit 1946 wandte man sich dann dem Funkortungsverfahren zu. Die Eigenschaften eines Funkortungssystems für die Seevermessung (Empfindlichkeit und Genauigkeit, Eichbarkeit und Rückführbarkeit auf drei Ortsbestimmungsgrößen, Reichweite, Beweglichkeit, Anpassungsfähigkeit an Einbaubedingungen, hohe Leistungsfähigkeit, Identifikationsmöglichkeit, Rückführbarkeit der Positionsangaben auf die Kartendaten) wurden angegeben und einige in Gebrauch befindliche Systeme betrachtet, insbesondere die verschiedenen Raydist-Verfahren sowie die Varianten des Decca-Systems, die Shoran-Epi-Geräte, die Lorac-Geräte und die Rana-Netze. Abschließend wurde auf die Notwendigkeit weiterer Fortschritte bezüglich geringen Gewichts, Beweglichkeit und Betriebszuverlässigkeit der Geräte sowie noch eingehenderen Kenntnisse auf dem Gebiet der Wellenausbreitung hingewiesen.

C. Powell, New Malden (Surrey), Anwendung des Decca-Navigators in der Seevermessung

Einige Beispiele der Decca-Seevermessung mit Hilfe des ständigen Decca-Navigator-Dienstes in Europa sowie mittels ortsbeweglicher Stationen, die für Vermessungszwecke in verschiedenen Teilen der Welt verbreitet sind, wurden behandelt. Auch auf gewisse Neuentwicklungen einschließlich eines vereinfachten „Lane“-Identifizierungssystems für ortsbewegliche Decca-Ketten wurde eingegangen.

Der ständige Decca-Navigator-Dienst in Europa, der ein jederzeit benutzbares Ortungs- und Navigationshilfsmittel darstellt, ist seit 1946 für eine Vielzahl von Seevermessungs- und ähnlichen Unternehmungen herangezogen worden. Ein interessantes Beispiel dafür ist die Benutzung der südwestenglischen Decca-Kette durch den Vermessungsdienst der Royal Navy im Gebiet der Lyme Bay. Die Stationen waren etwa 41, 113 und 153 Meilen vom Zentrum des Vermessungsgebietes entfernt mit einem langen Überlandweg von einer der Tochterstationen. Das gesamte Gebiet war lückenlos versorgt, und der Gebrauch der Decca-Geräte ermöglichte große Zeit- und Aufwandsparnisse bei den vorwiegend schlechten Wetterverhältnissen. Ein anderes Beispiel ist die Heranziehung des ständigen Decca-Dienstes für die Räum- und Ortungsarbeiten bei der Entdeckung der englischen Küste; seit dem Kriege wurden über 450 Wracks, zu einem hohen Prozentsatz unter Verwendung des Decca-Dienstes, aufgefunden und geräumt.

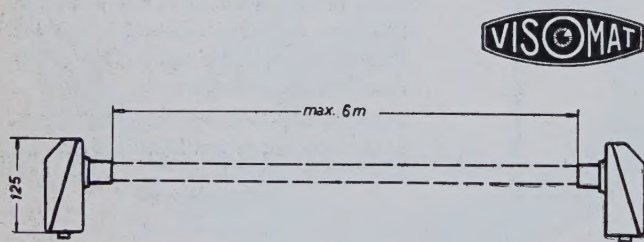
Als Beispiele laufender Vermessungsarbeiten mittels ortsbeweglicher Decca-Stationenketten wurden die jetzt in der Ostsee und in Holländisch-Neu-Guinea durchgeführten Arbeiten erwähnt. In dem ersten Fall ermöglichte das von der schwedischen Marine im Verlauf mehrerer Jahre entwickelte Verfahren eine Decca-gesteuerte eingehende Aufnahme von Untiefen in sehr großem Maßstab (z.B. 1:2500). Bei der Neu-Guinea-Vermessung zeigten die Anfangsergebnisse sowohl bei Land- als auch bei Wasserübertragungswegen bei Entfernungen bis zu mindestens 140 Meilen eine sehr hohe Positionsgenauigkeit. Die Kette wird für die Vermessung von Küstengewässern und für die offene See benutzt.

C. W. Busch, Bremen, Ein Funkmeßgerät zur Standortbestimmung bei Echolotvermessungen

Bei der Vermessung von Fluß- und Seeprofilen mit Hilfe von elektroakustischen Echoloten ist bisher die genaue geographische Festlegung der Lotungsstandpunkte eine mühsame und zeitraubende Aufgabe gewesen. Um insbesondere die exakte Entfernungbestimmung zu erleichtern, wurde von den Atlas-Werken unter dem Namen „Radiolog“ eine neue Meßapparatur entwickelt. Die Messung basiert auf dem sogenannten „Wolman-Verfahren“, d.h., sie nutzt den durch die Bewegung des Meßschiffes relativ zu ein oder zwei Landstationen in der Aussendung und im Empfang einer elektromagnetischen Welle entstehenden Dopplereffekt zur Messung der zurückgelegten Entfernung aus. Das Radiolog steuert vollautomatisch den Tiefenschreiber, so daß auf ihm ein weggetreues Tiefenprofil entsteht. In einer ersten Ausführung wird nur die Entfernung zwischen einer Bord- und einer Landstation gemessen. Dieses Verfahren ist besonders für die Vermessung von Querprofilen in Flüssen bis zu einer Länge von etwa 3 km vorgesehen. Eine weitere Ausführung, bei der der Abstand der Bordstation von zwei Landstationen gemessen wird und die bei Vermessungen in Flußmündungen und in küstennahen Gebieten Verwendung finden soll, befindet sich noch in der Entwicklung.

M. Honoré, Paris, Praktische Erfahrungen mit Rana in der Seevermessung

Der erste Teil des Vortrags gab einen kurzen Überblick über das Prinzip des Rana-Verfahrens, an den sich eine Darstellung des Verfahrens zum Eichen der hyperbolischen Netze beim Betrieb der Rana-Ketten anschloß.



VISOMAT-Universallichtschranke für sichtbare und unsichtbare Strahlen

Bequeme Montagemöglichkeit

robuste Gußgehäuse · völlig fremdlichtunabhängig

für Fließbandsteuerungen

Zähl- und Abzählanlagen

Türsteuerungen

Steuerung der Materialzufuhr

Besetzmeldung

von Fabrikationsabschnitten

Meldung von Materialstauungen

Schneiden auf gleiche Länge

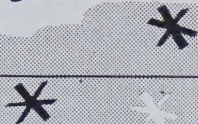
Kantenregelung von Bahnen jeglichen Materials

VISOMAT Geräte-GmbH

LICHITELEKTRONISCHE KONTROLL- UND STEUERGERÄTE

MAINZ-Weisenau, Heiligkreuzweg · Fernruf: (06 131) 85 261

Gute Fachbücher- Geschenke von bleibendem Wert!



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Mit Beiträgen von Mitarbeitern unserer Fachzeitschriften und von anderen hervorragenden Fachleuten

- I. Band: 728 Seiten · 646 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM
- II. Band: 760 Seiten · 638 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM
- III. Band: 744 Seiten · 669 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM
- IV. und V. Band: in Vorbereitung

Handbuch der industriellen Elektronik

von Dr. Reinhard KRETZMANN

336 Seiten · 322 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der industriellen Elektronik

von Dr. Reinhard KRETZMANN

224 Seiten · 206 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

Induktivitäten von Harry HERTWIG

142 Seiten · 95 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

Der Elektronenstrahl-Oszillograf

Aufbau · Arbeitsweise · Meßtechnik

von J. CZECH

356 Seiten · 394 Abbildungen · Ganzleinen 22,50 DM

Verstärkerpraxis von Werner W. DIEFENBACH

127 Seiten · 147 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

Dezimeterwellen-Praxis von Helmut SCHWEITZER

126 Seiten · 145 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen

Moderne AM/FM-Reparaturpraxis

67 Seiten · 50 Abbildungen 4,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstitutes der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg

224 Seiten · 140 Abbildungen · Ganzleinen 18,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland oder durch den Verlag
Spezialprospekte auf Anforderung

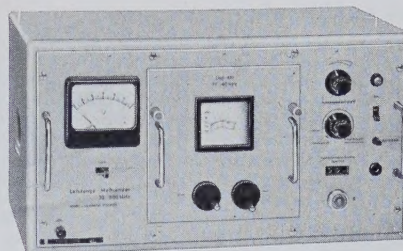
**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
BERLIN - BORSIGWALDE

Leistungs-Meßsender

75 ... 450 MHz



Aufteilung des Gesamtbereiches in 6 Einschübe mit optimaler Dimensionierung:
Mittlere Leistung 1 W
Spannungsteiler 10, 20, 40 db lieferbar
Frequenzunsicherheit $\pm 1\%$
Rechteckmodulation, 50 Hz ... 50 kHz



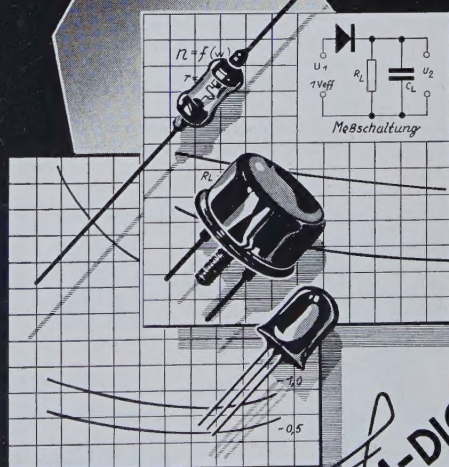
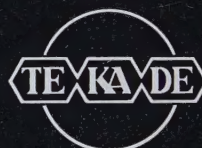
Einfache Bedienung:

Die eingestellte Ausgangsspannung wird durch Regelautomatik unabhängig von der Frequenz auf $\pm 2\%$ konstant gehalten. Gute Einstell- und Ablesbarkeit durch Spiralskala mit über 500 mm Skalenlänge. Eingebauter Generator für Eigenmodulation. Erweiterungsfähig bis 30 ... 900 MHz.

WANDEL u. GOLTERMANN

RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.

831/856



GERMANIUM-DIODEN
Transistoren

**TE·KA·DE
NÜRNBERG 2**

Die Eichung ist um so notwendiger, je höher die Genauigkeitsanforderungen sind. Die hohe Genauigkeit dieses Verfahrens ermöglichte exakte Messungen der verschiedenen Fortpflanzungsgeschwindigkeiten elektromagnetischer Wellen. Auch die Änderung der Fortpflanzungsgeschwindigkeit beim Übergang von Land auf See konnte gemessen werden. Der zweite Teil des Vortrages behandelte die mit Rana erreichten Ergebnisse in der Seevermessung. Sie lassen sich in der Feststellung zusammenfassen, daß man eine Ortungsgenauigkeit von 1 bis 10 m erhält. Die erreichbare Genauigkeit hängt stark von der Eigenart des überstrichenen Gebietes ab. Sie liegt in einem günstigen Gebiet größenordnungsmäßig bei einigen Zehntausendstel des Abstands vom Mittelpunkt des Hyperbelnetzes und kann auch in ungünstigen Gebieten durch eine sehr sorgfältige Eichung auf diesen Wert gebracht werden.

Ch. E. Hastings, Hampton (Virginia), Die Anwendung von Raydist für Navigation und Seevermessung

Raydist, während der vergangenen 16 Jahre in verschiedenen Ausführungsformen angewandt, ist ein Funkortungsverfahren, bei dem die Standortbestimmung durch den Phasenvergleich überlagelter elektromagnetischer Wellen erfolgt. Wegen der sehr großen Empfindlichkeit, Genauigkeit und Anpassungsfähigkeit sind diese Verfahren für Navigation und Vermessung besonders geeignet. Das neuere Raydist ermöglicht eine Angabe oder Aufzeichnung des Standortes in direkten Entfernungen sowohl im Fahrzeug als auch an festen Orten. Das zweidimensionale Raydist-System benötigt zur Entfernungsbestimmung nur zwei Basisstationen und hat die Bereiche der „guten Schnittpunkte“ der Standlinien wesentlich vergrößert. Die Probleme des Bedeckungsbereiches der Hyperbeln sind ausgeschaltet, so daß mit geringem Senderaufwand und Vielfachausnutzung jetzt weitreichende Anwendungsmöglichkeiten gegeben sind.

R. H. Meyers, Nutley (N.J.), vorgetragen von E. Kramar, Stuttgart, Neue Loran-Entwicklung

Der Vortragende gab einen kurzen Auszug aus der Entwicklungsgeschichte des Loran-Verfahrens, das von den zwei Tochtergesellschaften der *International Telephone & Telegraph Corp.*, FTL und FTR, entwickelt worden ist. Er beschrieb die Aufgabe der einzelnen Geräte im Loran-System und hob hervor, daß in neuester Zeit an der Verringerung des Frequenzbandes durch spezielle Formgebung der Impulse mittels Modulation in einer Endstufe von 1000 kW gearbeitet worden ist. Die Anordnung dieses Endverstärkers sowie der darin verwendeten Röhren wurde beschrieben, ebenso Neuerungen am Zeitgeber, dessen Genauigkeit die übertragene Information bestimmt. Ein neuer vereinfachter Bordempfänger, der die Frequenzteilung und Laufzeitmessung durch sättigungsfähige magnetische Elemente realisiert, wurde erläutert. Der Aufbau dieses Gerätes in „Buchform“ und die Verwendung gedruckter Schaltungen tragen zur Erleichterung der Wartung und zur Betriebssicherheit bei.

P. Gaudillère, Neuilly-sur-Seine, Anwendung des Radio-Mailles-Verfahrens bei der Schiffsnavigation

Das Radio-Mailles-Verfahren beruht auf der Ausnutzung des Phänomens wandernder Interferenzen. Es ermöglicht die Ortung von Flugzeugen oder Schiffen gleichzeitig für das Fahrzeug und für eine oder mehrere ortsfeste Verkehrsüberwachungsstellen. Für das Gebiet der maritimen Navigation kann es zur Lösung folgender Probleme dienen:

1. Navigation in Meerengen und Küstengewässern durch Schaffung von Funkkanälen, deren Verlauf sich den navigatorischen Forderungen anpaßt.
2. Automatische Festlegung des Weges, sofort und fortlaufend mit dem Kurs eines Schiffes, völlig unabhängig von der Küstenentfernung.
3. Überwachung der Navigation in Gebieten mit hoher Verkehrsdichte unter Sichtbarmachung eines Positionsplanes, wobei es dem Überwachungspersonal möglich ist, an beliebige Schiffe ohne Wissen der anderen Mitteilungen gelangen zu lassen.

Das System kann mit beliebigen Trägerfrequenzen arbeiten und eignet sich ebenso für Hafeneinfahrten und Landebahnen wie für die Hochseefahrt. (Wird fortgesetzt)

NEUE BÜCHER

Die Entwicklung regelbarer permanentmagnetischer Elektronenlinsen hoher Brechkraft und eines mit ihnen ausgerüsteten Elektronenmikroskopes neuer Bauart

Von B. v. Borries. Forschungsbericht Nr. 156 des Wirtschafts- und Verkehrsministeriums Nordrhein-Westfalen. Westdeutscher Verlag Köln und Opladen. 88 S. m. 52 Abb. DIN A 4. Preis brosch. 22,50 DM.

Von den ungefähr 1300 auf der Erde in Betrieb befindlichen Elektronenmikroskopen arbeiten fast alle mit magnetischen Polschuhlinsen und nur etwa 60 mit elektrostatischen Dreielektrodenlinsen. Bei den meisten Geräten der ersten Gruppe wird das Magnetfeld mit stromdurchflossenen Spulen und nur bei etwa 50 Geräten mittels Permanentmagneten erzeugt. Über die bis zu den höchsten Leistungen entwickelten elektromagnetischen und elektrostatischen Linsen liegt heute ein gesichertes Erfahrungsgut vor; die permanentmagnetische oder magnetostatische Linse hingegen bietet noch viele ungelöste Probleme. Die Arbeit berichtet über ein im Rheinisch-Westfälischen Institut für Übermikroskopie entwickeltes magnetostatisches Elektronenmikroskop, über die Vorausberechnung und die Regelung magnetostatischer Abbildungssysteme und die Stigmatisierung der Objektive sowie über die mit dem Gerät erreichten Ergebnisse. *Rdt.*

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

Von H. Spangenberg unter Mitarbeit von W. Haefs und B. Bölter. 4. Auflage. Berlin 1956, HELIOS-VERLAG GMBH, Berlin-Borsigwalde. 77 S. m. 46 Abb. u. 7 Tab. DIN A 5. Preis brosch. 3,80 DM.

Die im Laufe der letzten Jahre erschienenen drei Auflagen waren schnell vergriffen. Die Neubearbeitung berücksichtigt wieder die physikalischen Grundlagen und die Hauptbestandteile von Leuchtröhrenanlagen sowie die Montage der Buchstaben und Einzelheiten der Installation. Fehlermöglichkeiten und die Beseitigung von Störungen sind ebenso behandelt wie Fragen der Kalkulation, der Wahl der Buchstaben und ihrer Lesbarkeit sowie die Verwendung von Hochspannungsleuchtröhren für Beleuchtungszwecke. Die neuen Bestimmungen VDE 0128 vom Juli 1955 und VDE 0713 Teil 1 bis 5 brachten einschneidende Änderungen und Ergänzungen der bisher gültigen Regeln sowie eine Anzahl neuer Begriffe. Deshalb wurden die Abschnitte Installation und Sicherheitsvorschriften neu gefaßt. Der Anhang bringt Rechtsgutachten und gerichtliche Entscheidungen zur Frage der Leuchtwerbung.

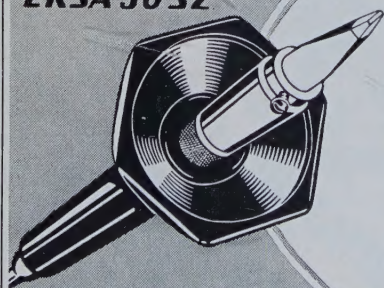
Der Techniker und der Ingenieur finden in der Neuauflage des bewährten Buches wiederum zahlreiche Hinweise und Ratschläge, die ihnen auch für die Projektierung elektronisch gesteuerter oder geregelter Leuchtröhrenanlagen wertvolle Dienste leisten. *Jä.*

Ergänzung

Gleichstrom-Meßverstärker mit Transistoren. Das von H. Beneking, K. H. Kupferschmidt und H. Wolf in ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956), Nr. 10, S. 268—269, beschriebene Gerät hat bei einem Eingangswiderstand von 1500 Ohm einen empfindlichsten Meßbereich von 1 μ A. Dabei weist es eine gute Nullpunkt Konstanz auf. Nach einer Einlaufzeit von etwa 10 Minuten können Eichung und Nullpunkteinstellung vorgenommen werden. Unter normalen Betriebsbedingungen genügt es, den Nullpunkt etwa stündlich zu kontrollieren, wobei die Schwankungen in dieser Zeit unterhalb von 1% des Endausschlages bleiben. Die Anzeige ist linear. Bei einer Batteriespannung von 6 V beträgt die Stromaufnahme des Verstärkers 1 mA.

Man muß ihn kennen,
den neuen
ERSA 30 SZ

SEIT 1921



ERNST SACHS

ERSTE SPEZIALFABRIK ELEKTR. LÖTLÖBEN
Berlin-Lichterfelde-W und Wertheim am Main

die Weiterentwicklung des bekannten Feinlöt Kolbens ERS 30/30 Watt,
von dem schon über 100 000 Stück in Betrieb sind

- Alitierte Kupferspitze
- Heizkörperträger armiert
- 6-eckige Auflegescheibe

Verlangen Sie die interessante Liste Nr. 15102